

621.39
Т38
ТЕХНИКА
ПЕРЕДАЧИ
ДАННЫХ

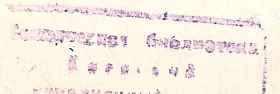

065072

ТЕХНИКА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Сборник статей
под редакцией
В. О. Шварцмана



ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»
МОСКВА 1976



6Ф1
Т38
УДК 621.39:681.327.8

Т38 Техника передачи данных. Сборник статей под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1976.
128 с. с ил.

Рассматриваются последние достижения техники передачи данных. Значительное внимание уделено вопросам, представляющим практический интерес. Например, вопросам построения устройств преобразования сигналов и адаптивных корректоров межсимвольных искажений. Излагаются методы оптимизации программ передачи данных и повышения эксплуатационной надежности аппаратуры.

Сборник рассчитан на научных работников, инженеров, аспирантов и студентов, работающих в области теории и практики передачи данных.

Т $\frac{30601-105}{045(01)-76}$ 44—76 6Ф1

ТЕХНИКА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Сборник статей под редакцией **В. О. Шварцмана**

Редакторы *В. Л. Черняк, Н. В. Сосновская, Н. А. Мотягина*
Художник *В. Г. Первов*
Технические редакторы *Е. Р. Черепова, Л. А. Горшкова*
Корректор *В. С. Евдокимова*

Сдано в набор 1/VI 1976 г. Подп. в печ. 3/VIII 1976 г.
Т-15702 Формат 84×108/32 Бумага писч. № 2 6,72 усл.-печ. л. 6,75 уч.-изд. л.
Тираж 5300 экз. Изд. № 17031 Зак. № 146 Цена 57 коп.
Издательство «Связь». Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь» Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

ПРЕДИСЛОВИЕ ИЗДАТЕЛЬСТВА

На XXV съезде КПСС т. Л. И. Брежнев говорил о комсомольцах, которые готовы искренно и горячо откликнуться на любые хорошие начинания. Вот такому начинанию молодых ученых ЦНИИС и комсомольцев издательства «Связь» обязана своим рождением книга, которую Вы держите в руках.

Идея издания рассматриваемой работы родилась в результате совместной работы комсомольских организаций ЦНИИС Министерства связи СССР и издательства «Связь» Госкомиздата СССР.

В результате дискуссий и плодотворного обмена мнениями было решено силами комсомольцев двух организаций подготовить к публикации материалы научных исследований проблем передачи данных. Эти проблемы чрезвычайно важны для решения народнохозяйственных задач, поставленных XXV съездом КПСС. Материалы сборника посвящены самым актуальным направлениям теории и практики передачи данных.

Написание книги, издательские процессы, необходимые для качественной подготовки ее к печати, — редактирование, техническое редактирование, вычитка — выполнены комсомольцами издательства «Связь» и ЦНИИС на общественных началах в свободное от работы время. Это первый опыт коллективного сотрудничества молодежных коллективов ЦНИИС и издательства «Связь». Разумеется, было бы очень важно узнать мнение наших читателей о содержании работы и, что самое важное, вообще о подобной практике издания книг.

Отзывы и пожелания по работе следует направлять в издательство «Связь»: 101000, Москва-центр, Чистопрудный бульвар, дом 2.

ПРЕДИСЛОВИЕ ОТВЕТСТВЕННОГО РЕДАКТОРА

Новой, быстро развивающей областью электросвязи является передача данных, т. е. передача информации, предназначенной для обработки техническими средствами, например электронными вычислительными машинами.

В процессе создания в нашей стране систем передачи данных возник широкий круг проблем как научного, так и инженерного характера. Одной из актуальных проблем явилась разработка высоконадежной, простой в эксплуатации и технологической для серийного производства аппаратуры передачи данных, работающей по существующим каналам связи со средними и высокими скоростями. Другая важная задача, решаемая в настоящее время, — оптимизация аппаратурных и программных методов защиты от ошибок, используемых для достижения высокой достоверности передачи данных.

Сложной проблемой, связанной с построением сетей передачи данных, является создание центров коммутации потоков информации между объектами различных систем управления. Решение этой проблемы является частью большой работы по созданию Общегосударственной автоматизированной системы сбора и обработки информации. Появление среди существующих средств связи парка аппаратуры передачи данных потребовало разработки и внедрения новых научно обоснованных методов эксплуатации этой аппаратуры. Вопросы эксплуатации аппаратуры передачи данных вследствие недостаточного опыта относятся к числу наименее изученных. Указанные проблемы частично описаны в статьях предлагаемого сборника, авторами которого являются молодые специалисты Центрального научно-исследовательского института связи (ЦНИИС), в основном вы-

пускники Московского электротехнического института связи (МЭИС).

В настоящее время все шире применяется аппаратура передачи данных по каналам тональной частоты на скорость 2400 бит/с. Пример современной реализации такой аппаратуры с использованием элементов дискретной техники описан в статье «Устройство преобразования сигналов на скорость 2400 бит/с».

Крупным достижением техники передачи данных последних лет является практическое подтверждение возможности уверенной работы со скоростью 4800 бит/с по существующим каналам ТЧ. Этому способствовала разработка аппаратуры передачи данных на скорость 4800 бит/с, проведенная в ЦНИИС.

Одним из основных препятствий на пути дальнейшего повышения скоростей передачи данных является рост межсимвольных искажений в принимаемом сигнале, вызванных неидеальностью частотных характеристик каналов ТЧ. Вопросам коррекции, оценки и анализа межсимвольных искажений посвящены помещенные в сборнике статьи: «Коррекция межсимвольных искажений при передаче данных со скоростью 9600 бит/с», «Об оценке межсимвольной интерференции при приеме однополосного сигнала» и «О построении «глазковой» диаграммы при использовании парциально-откликового кодирования».

Для передачи данных со скоростью 48 кбит/с используются первичные широкополосные каналы с полосой частот 60—108 кГц. Частотные характеристики этих каналов имеют ряд особенностей, которые необходимо принимать во внимание при разработке устройств преобразования сигналов. В статье «Устройство преобразования сигналов на скорость 48 кбит/с» описаны новый метод передачи, учитывающий особенности характеристик первичных широкополосных каналов, и аппаратура, в которой этот метод реализован.

Отличительной чертой современных устройств преобразования сигналов является использование цифровых методов формирования спектра передаваемых сигналов. Результаты расчета параметров цифровых эхо-синтезаторов, формирующих сигналы со спектрами различной конфигурации, приведены в статье «Формирование спектра модулированных сигналов».

Особенности использования для цепей синхронизации методов дискретной фазовой автоподстройки частоты описаны в статье «Расчет оптимальных характеристик системы синхронизации».

Помимо вопросов, касающихся методов преобразования сигналов при передаче данных по каналам ТЧ и первичным широкополосным каналам, в сборнике отражены некоторые вопросы построения систем и сетей передачи данных. В статье «Оптимизация программ передачи данных» предлагаются методы оптимизации программных алгоритмов защиты от ошибок, применяемых в системах передачи данных. Статья «Метод повышения эксплуатационной надежности средств передачи данных» посвящена построению программы поиска и устранения неисправностей в виде стохастических сетей. В статье «Анализ алгоритмов ЭВМ, управляющих каналами передачи данных» рассмотрена методика определения времени выполнения алгоритмов ЭВМ и даны практические рекомендации по расчету оптимальной загрузки ЭВМ алгоритмами управления. Описанию простого и эффективного варианта контроля правильности функционирования устройства сопряжения посвящена статья «Вопросы аппаратного контроля устройства сопряжения в центре коммутации сообщений».

Предлагаемый читателю сборник является первым опытом содружества молодых специалистов ЦНИИС и издательства «Связь». Хочется выразить надежду, что это плодотворное начинание будет продолжено.

Доктор технических наук
В. Шварцман

УДК 681.372.8

Л. П. Лобзова, В. Б. Садовский,
Г. В. Штейнбок

УСТРОЙСТВО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ УПС-2400

В сравнительно короткий срок (первые модемы появились в 50-х годах XX столетия) проектирование устройств преобразования сигналов (УПС) сделало огромный скачок, достигнув величины удельной скорости порядка 3—4 бит/с на 1 Гц полосы занимаемых частот. Так, в отечественной и зарубежной литературе в настоящее время имеются описания УПС со скоростями работы до 12 кбит/с, работающих в полосе частот стандартного телефонного канала (300—3400 Гц). Освоение все более высоких удельных скоростей безусловно открывает новые перспективы в технике передачи данных. Однако в настоящее время все еще существуют и другие задачи, в частности создание недорогих, простых в производстве и эксплуатации модемов со скоростью работы 2400 бит/с, устойчиво работающих на большие расстояния (10—12 тыс. км) по арендованным телефонным каналам связи. Описанию такой разработки и посвящена настоящая статья.

МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ И ПРИЕМА

В соответствии с рекомендациями МККТТ в УПС-2400 применяется двукратная относительная фазовая модуляция (ДОФМ). Перечень других характеристик модема приведен ниже.

Ввод и вывод данных	*С2*, синхронный
Скорость передачи данных	1200, 2400 бит/с
Метод модуляции	ОФМ, ДОФМ
Частота модуляции	1200 Гц
Метод приема	автокорреляционный
Метод регистрации	укороченный контакт
Стабильность частоты генератора	10^{-5}
Мощность сигнала на выходе передатчика (регулируемая)	$0 \div -17$ дБ
Требуемая стабильность частоты генератора противоположного пункта	10^{-4}
Мощность сигнала на входе приемника (допустимая)	$-8 \div -40$ дБ
Сдвиг частот в канале связи (допустимый)	10 Гц
Неравномерность АЧХ канала связи (допустимая)	10 дБ в полосе 1200—2400 Гц
Число переприемных участков по НЧ (максимальное)	12
Отношение сигнал/шум на входе приемника при вероятности ошибки в дискретном канале 10^{-5}	13 дБ

Среднее время наработки на отказ . . .	1500 ч
Мощность, потребляемая от источника 220 В, 400 Гц	150 В·А
Габаритные размеры	500×700×300 мм
Масса	около 20 кг

Имеется уже немало описаний УПС с ДОФМ, в которых определен круг задач, решаемых при разработке модемов такого типа. Кроме аналогичных, а также типовых проблем проектирования радиоэлектронной аппаратуры (технологичность, стоимость, простота эксплуатации, надежность и др.), коллектив сотрудников ЦНИИС при разработке описываемого модема поставил и решил новые вопросы, связанные с увеличением допустимой протяженности каналов связи.

Размеры территории нашей страны делают необходимостью существование каналов связи протяженностью 10—12 тыс. км. с числом переприемных участков по НЧ до 12. Увеличение допустимого числа переприемных участков влечет за собой, во-первых, рост амплитудно- и фазо-частотных искажений и, во-вторых, увеличение возможного сдвига несущей частоты сигнала. В связи с этим, кроме ухудшения помехоустройчивости, возникают определенные трудности при реализации системы выделения несущей частоты в модеме. Большим шагом вперед при решении этих задач было применение метода автокорреляционного приема, который не реагирует на сдвиг несущей частоты сигнала. В автокорреляционном приемнике влияние искажений АЧХ и ГВЗ канала связи практически проявляется лишь как межсимвольная интерференция сигнала данных. Обладая несколько худшей помехоустойчивостью по сравнению с когерентным, такой приемник должен вести себя лучше при воздействии импульсных помех и перерывов, так как после окончания их действия ему не требуется времени для захвата несущей частоты сигнала данных. С учетом полосы занимаемых в канале связи частот теоретическое соотношение сигнал/помеха (для белого шума) при вероятности ошибки 10^{-5} составляет 9,5 и 10,5 дБ для когерентного и автокорреляционного приемников с ДОФМ соответственно. Реальное соотношение сигнал/шум в телефонном канале имеет величину порядка 20—25 дБ. Очевидно, что возникающие при эксплуатации ошибки (10^{-3}—10^{-4}) являются следствием именно импульсных помех и перерывов.

Функциональная схема реализованного модема приведена на рис. 1.

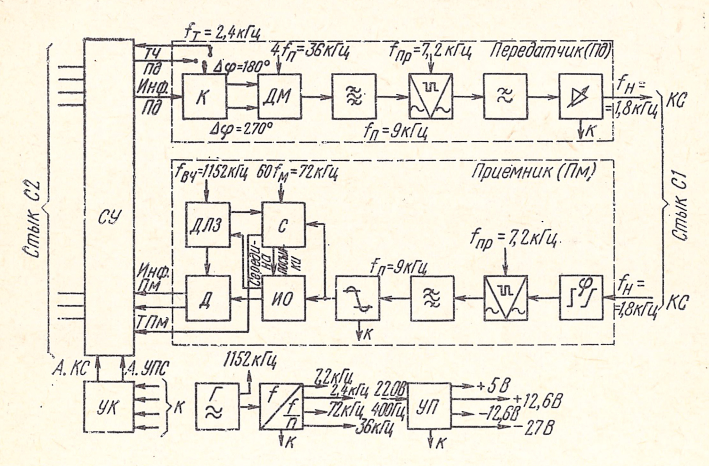


Рис. 1: *К* — кодировщик; *ДМ* — дискретный модулятор; *ДЛЗ* — дискретная линия задержки; *Д* — декодировщик и демодулятор; *С* — устройство тактовой синхронизации; *ИО* — устройство выделения импульса отсчета; *УК* — устройство контроля; *УП* — устройство питания; *СУ* — согласующие устройства

ВЫБОР МЕТОДА КОРРЕКЦИИ

Коррекция межсимвольных искажений сигнала в УПС-2400 не требует высокой точности. Поэтому нет смысла в рассмотрении гармонической коррекции, и вопрос заключается лишь в том, требуются или нет амплитудно-частотные корректирующие звенья и с точностью до какого числа переприемных участков необходимо проводить коррекцию фазо-частотных искажений канала связи.

Для передачи информации в УПС-2400 применен сигнал, имеющий на входе демодулятора спектральную характеристику вида $\cos^2 x$, которая, как известно, удовлетворяет условию селективности [1]. Межсимвольные искажения в таком сигнале отсутствуют. В канале связи с 12 переприемными участками и с учетом максимальной неравномерности АЧХ соединительных линий амплитудно-частотные искажения в полосе частот 1200—2400 Гц могут достигать 10 дБ. Считая для простоты

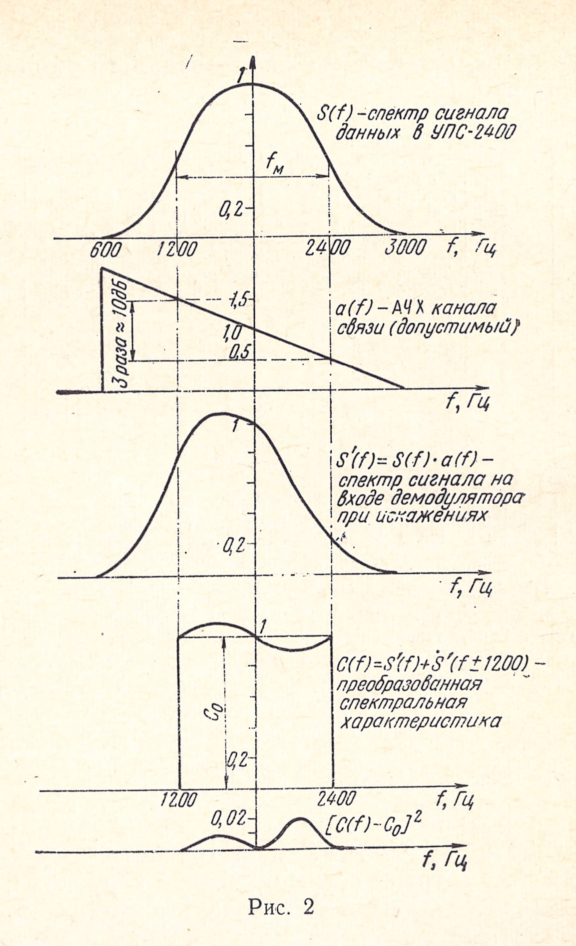


Рис. 2

амплитудно-частотные искажения линейными (рис. 2) и построив преобразованную спектральную характеристику сигнала $C(f)$, можно рассчитать [1] величину межсимвольной помехи $\sigma_{\text{пм}}$, которая возникает при этом, и снижение помехоустойчивости приема $\Delta_{\text{м}}$ при $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$

$$U_{\text{с}}/\sigma_{\text{пм}} = C_0 f_{\text{м}} / \sqrt{\int [C(f) - C_0]^2 \, df} = 9 \text{ (19 дБ)}; \ \Delta_{\text{м}} \approx 0{,}5 \text{ дБ}.$$

Проведенный расчет показывает, что снижение помехоустойчивости незначительно, а значит, введение амплитудно-частотных корректирующих звеньев необоснованно, так как не дает никакого существенного выигры-

ша. Аналогичный расчет снижения помехоустойчивости из-за влияния максимальных фазо-частотных искажений 12 переприемных участков показывает, что прием сигналов без коррекции осуществить нельзя (характеристики ГВЗ каналов связи приведены в [2]).

По формулам, приведенным в [1], рассчитаны значения сигнал/помеха, которые не будут превышены с вероятностью 0,9 для коррекции с разной степенью точности. Результаты расчета сведены в табл. 1.

Таблица 1

Коррекция ГВЗ с точностью до	нуля участков	одного участка	двух участков	трех участков
Значения сигнал/помеха, дБ	17,0	16,5	15,8	15,0

Анализ расчета показывает, что коррекция с точностью до одного-двух переприемных участков вполне приемлема для передачи сигнала с ДОФМ на скорости 2400 бит/м. Структурная схема реализованного корректора приведена на рис. 3. Корректор состоит из трех

Рис. 3

фазовых звеньев, два из которых рассчитаны по характеристике (средней) четырех и одного-двух переприемных участков, трех переключателей и двух согласующих трансформаторов. Различным набором переключателей *В1, В2, В3* можно создать характеристику, компенсирующую искажения 2, 4, 6, 8 и 10 переприемных участков. Необходимость в согласующих трансформаторах вызвана тем, что в целях минимизации размеров фазовых звеньев, выполненных на *LC*-элементах, их характеристическое сопротивление принято равным 3 кОм.

ПЕРЕДАТЧИК

Передатчик модема построен по часто применяющемуся принципу модуляции сигнала на высокой промежуточной частоте $f_п = 9$ кГц с последующим переносом спектра сигнала в полосу частот телефонного канала $f_н = 1{,}8$ кГц. Этот способ позволяет при несвязанных тактовой и несущей частотах (обусловлено требованиями стыка *С2*) легко формировать необходимую форму спектра сигнала, свободного от влияния отраженной его части. В качестве модуляционного кода принят код, рекомендованный МККТТ (табл. 2).

Таблица 2

Вид информации a_1 a_2	00	01	10	11
Скачок фазы $\Delta\varphi$	0°	90°	270°	180°

Кодировщик и модулятор промежуточной частоты построены целиком на элементах двоичной техники в интегральном исполнении. Описания принципа действия таких устройств неоднократно приводились в литературе. Работу кодировщика можно записать в виде

$$\left.\begin{aligned} &\Delta\varphi = 270°, \text{ если } a_1 = 1 \text{ и } a_2 = 0 \text{ или } a_1 = 0 \text{ и } a_2 = 1; \\ &\Delta\varphi = 180°, \text{ если } a_2 = 1. \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

Легко убедиться, что в случаях $a_1 = 0$ и $a_2 = 1$ выполняются оба условия (1), поэтому

$$\Delta\varphi = 270° + 180° = 450° = 90°,$$

а в случаях $a_1 = 0$ и $a_2 = 0$ не выполняется ни одно из условий (1), что соответствует модуляционному коду.

Модуляция промежуточной прямоугольной несущей частоты производится скачками, поэтому спектр модулированного сигнала имеет вид $\sin x/x$. На рис. 4 приведены характеристика полосового фильтра и сформированный спектр сигнала данных, имеющий форму, близкую к виду $\cos x$ (как уже указывалось, на входе демодулятора приемника спектр имеет вид $\cos^2 x$, это обусловливается наличием в приемнике полосового фильтра с характеристикой вида $\cos x$).

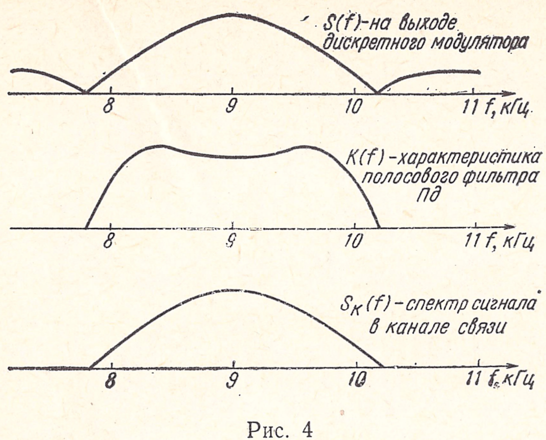


Рис. 4

Имеет смысл, по нашему мнению, остановиться на рассмотрении преобразователя частоты, примененного в модеме как в передатчике, так и в приемнике. Работа такого преобразователя (рис. 5) не так хорошо извест-

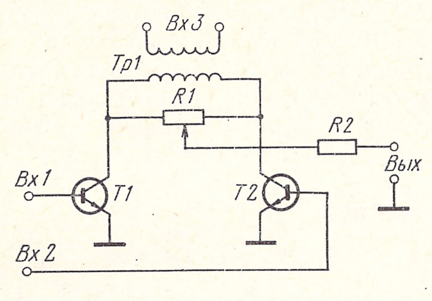


Рис. 5

на, как других, несмотря на ряд его преимуществ. В отличие от широко применяемых кольцевых балансных преобразователей, эквивалентом которых является рассматриваемый (см. временну́ю диаграмму работы — рис. 6, на которой для простоты показано преобразование низкой частоты в высокую, что необходимо на приеме), он обладает несомненным преимуществом, имея только один трансформатор. Ключи *T1* и *T2* легко могут быть реализованы в интегральном исполнении, например, на микросхемах типа 1ЛП551. Симметрирование выполняется резистором *R1*, а резистор *R2* делает вы-

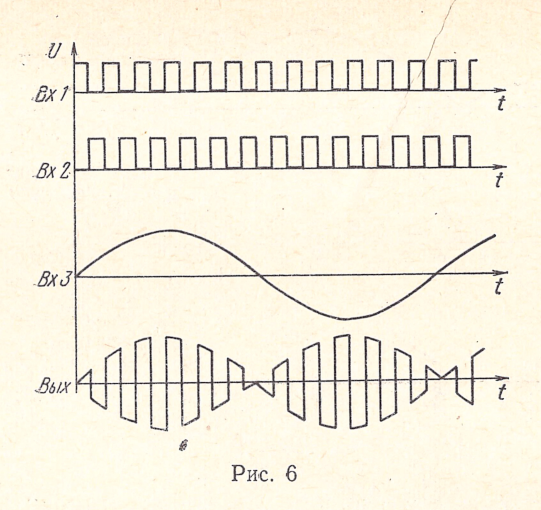


Рис. 6

ходное сопротивление преобразователя равным заданному.

После преобразования несущей частоты сигнала на передаче он занимает полосу частот внутри полосы стандартного телефонного канала. Подавление побочных продуктов преобразования осуществляется фильтром нижних частот. На выходе передатчика находится регулируемый усилитель, позволяющий установить необходимый уровень сигнала данных.

ПРИЕМНИК

В модеме применен метод автокорреляционного приема, однако этот широко известный метод не имеет широкого распространения. В технике передачи данных в настоящее время все больше применяются элементы двоичной техники. В фазовой модуляции облегчено применение таких элементов потому, что амплитуда сигнала на приеме не несет информационного параметра. Впрочем, появление высокоточных преобразователей сигнал — код позволяет внедрять дискретную технику и в системах, использующих амплитудную модуляцию.

Простой высокоточный фазовый демодулятор-декодировщик легко построить при большом соотношении несущей и тактовой частот. Так, в рассматриваемом модеме при частоте модуляции $f_м = 1{,}2$ кГц частота несу-

щей на входе демодулятора выбрана равной $f_п = 9{,}0$ кГц. Если задаться погрешностью фазового сдвига $\Delta = 5°$ (при фазовом запасе 45° при ДОФМ), легко подсчитать требуемую точность линии задержки:

$$\tau_з T_м = 1/f_м = 833,(3) \text{ мкс}; \; T_п = 1/f_п = 111,(1) \text{ мкс};$$

$$\Delta = 5° = 5T_п/360 \approx 1{,}5 \text{ мкс}.$$

Таким образом, необходим элемент задержки на 833 мкс с точностью установки не хуже ±5 мкс и стабильностью выше чем 10^{-3}. Очевидно, выполнить эти требования, используя традиционные элементы задержки, невозможно.

В описываемом модеме реализована дискретная линия задержки [3], применение которой дало возможность сравнительно легко справиться с поставленными требованиями. Дискретная линия задержки представляет собой делитель на 128, на вход которого поступает частота $f_{ВЧ} = 128 f_п = 1152$ кГц. На выходе делителя значение частоты сигнала равно $f_п = 9{,}0$ кГц. Установка фазы сигнала на выходе такого делителя, очевидно, может быть произведена с точностью до $\Delta = 360°/128 = 3°$. Установка осуществляется в середине каждой посылки после окончания демодуляции — декодирования, производящейся методом однократной пробы (укороченного контакта). Снижение помехоустойчивости, рассчитанное по формулам [4], при уменьшении фазового запаса до $45° - 3° = 42°$ за счет погрешности записи фазы в дискретную линию задержки составляет 1 дБ. В отличие от идеального автокорреляционного приемника, такой приемник уже нельзя назвать нечувствительным к сдвигу несущей частоты сигнала, поэтому необходимо оценить потерю помехоустойчивости, связанную со сдвигом частот в канале связи. Если считать реально существующим сдвиг частот на 10 Гц, то после переноса на промежуточную несущую величина периодов местной и принимаемой частот будет равна $T_{п1} = 111{,}11$ мкс и $T_{п2} = 110{,}99$ мкс. За посылку сигнала данных (соотношение $f_п/f_м = 7{,}5$) величина расхождения составит

$$\Delta_T = (T_{п1} - T_{п2}) f_п/f_м = 0{,}9 \text{ мкс},$$

что будет составлять

$$\Delta_T^\circ = 0{,}9 \cdot 360/T_п \approx 3°.$$

Снижение помехоустойчивости при таком уменьшении фазового запаса составляет 1 дБ. Следует отметить, что и бо́льший сдвиг частот в канале связи не составит затруднения для работы модема, прием информации в нем будет осуществляться при этом лишь с пониженной помехоустойчивостью.

Вместе с подавлением побочных продуктов преобразования на приеме полосовой фильтр приемника осуществляет оптимальную фильтрацию сигнала на фоне «белого шума». Существование оптимальной фильтрации на приеме обусловливает возможность применения метода однократной пробы при декодировании сигнала, что, в свою очередь, позволяет реализовать декодировщик-демодулятор целиком на элементах двоичной техники.

Одной из основных задач в проектировании модемов является обеспечение тактовой синхронизации на приеме. В УПС-2400 неверное определение середины посылки, кроме ошибки при демодуляции, повлечет за собой и неверную запись фазы в дискретную линию задержки. Реализованное в модеме устройство выделения тактов приема состоит из системы ФАПЧ с постоянным шагом подстройки и схемы выделения тактовой частоты из принимаемого сигнала. Дискретные системы ФАПЧ без воздействия на местный генератор широко известны. Примененные в системе тактовой синхронизации делитель на 60 и реверсивный счетчик на 16 позволили обеспечить характеристики, приведенные в табл. 3.

Таблица 3

Характер информации	Хаотический, равновероятный	Отношение единиц и нулей 1 : 30
Полоса захвата, Гц	1	0,1
Время фазирования, с (максимальное)	0,3	3
Среднеквадратичное отклонение, мкс (регистрировалось при работе по реальным каналам связи)	30	

Примененный метод выделения тактовой частоты в автокорреляционном приемнике [5] и система ФАПЧ позволили выполнить и этот узел модема целиком на двоичных элементах. К сожалению, объем статьи не позволяет подробно остановиться на методе выделения такто-

вой частоты приема, хотя при его разработке и испытаниях пришлось решить ряд оригинальных задач.

Кроме указанных узлов, приемник модема содержит еще детектор качества сигнала (на рис. 1 совмещен с демодулятором-декодировщиком), вырабатывающий сигнал «Стирание» в том случае, если разность фаз двух сравниваемых посылок близка к величине фазового запаса.

ПРОЧЕЕ ОБОРУДОВАНИЕ УПС-2400

Сопряжение модема с оборудованием обработки данных (ООД) производится по стандартизованному стыку *С2*. Для этого в состав УПС-2400 включены *согласующие устройства,* обеспечивающие необходимый обмен сигналами с ООД и параметры цепей стыка. Согласующие устройства выполнены на операционных усилителях типа 1УТ402.

Генераторное оборудование модема состоит из высокостабильного (10^{-5}) генератора прямоугольных импульсов с частотой следования 1152 кГц и делителей частоты, построенных на триггерах в интегральном исполнении типа 1ТК551. Генераторное оборудование обеспечивает передатчик модема тактовой частотой $f_т=2{,}4$ кГц, если синхронизация передатчика внутренняя, учетверенной промежуточной несущей частотой $4f_п=36$ кГц для работы дискретного модулятора и частотой преобразования $f_{пр}=7{,}2$ кГц. На приемник модема, в свою очередь, поступают: сигналы с частотой $f_{вч}=1152$ кГц и для работы дискретной линии задержки, импульсная последовательность системы ФАПЧ — $60f_м=72$ кГц и частота преобразования $f_{пр}=7{,}2$ кГц.

Для обеспечения питающими напряжениями всех функциональных узлов модема в состав УПС-2400 входит *устройство питания.* К его входу подводится трехфазный фидер 200 В 400 Гц. На выходе устройства питания имеются высокостабильные постоянные напряжения +5 В для работы интегральных микросхем серии 155, +12,6 В и +12,6 В и —12,6 В для работы интегральных микросхем серий 140 и 118, а также —27 В (пониженной стабильности) для питания цепей контроля, коммутации и сигнализации.

Устройство контроля обеспечивает функциональный и тестовый контроль работы модема. Функциональный

контроль модема производится по следующим параметрам:

а) уровню сигнала на выходе передатчика;

б) наличию сигнала самой низкой из частот в генераторном оборудовании;

в) наличию каждого номинала постоянных напряжений питания.

явлению сигнала «Авария УПС» (А.УПС).

Функциональный контроль приемника в силу его

Пропадание любого из этих сигналов приводит к по-

сложности не предусматривается. В приемнике на выходе усилителя-ограничителя производится контроль уровня принимаемого сигнала и, если он ниже допустимого, вырабатывается сигнал «Авария канала связи» (А.КС).

Устройство тестового контроля (его цепи на рис. 1 не показаны) состоит из простого датчика, вырабатывающего информацию вида 2:1, компаратора ошибок и устройства оценки. Предусмотрены тестовый контроль собственно УПС и контроль дискретного канала. В первом случае устройство оценки вырабатывает сигнал «Авария» по появлению хотя бы одной ошибки в принимаемой информации, а во втором — при достоверности информации порядка 10^{-2} — 10^{-4}. При работе УПС на себя (тестовый контроль УПС) устройство контроля уровня приема выполняет новую функцию — оно контролирует узлы приемника со стороны канала связи до усилителя-ограничителя включительно.

В модеме имеется возможность работы на скорости 1200 бит/с в режиме ОФМ. Частота модуляции при этом не отличается от режима ДОФМ 2400 бит/с. Это позволяет оставлять неизменным большинство узлов модема при переключении скорости работы.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Линейные испытания УПС-2400 подтвердили высокие технические и эксплуатационные параметры модема. Работа по реальным каналам связи проводилась без измерения их характеристик. Коррекция ГВЗ производилась путем переключения корректора на заданное число переприемных участков. В зависимости от канала достоверность информации менялась в пределах $(0{,}5 \div 1{,}2)\,10^{-4}$.

Дополнительно вводились амплитудно-частотные искажения и сдвиг частот, при этом использовался эквивалент телефонного канала. Сравнительные характеристики помехоустойчивости приведены на рис. 7.

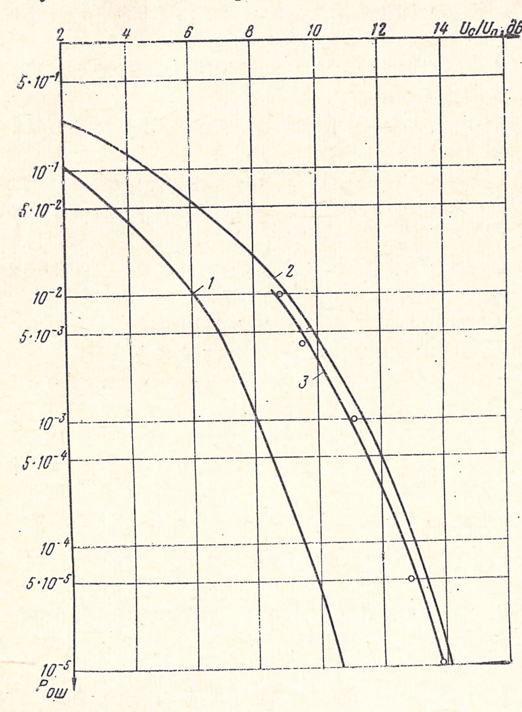


Рис. 7

1 — кривая теоретической помехоустойчивости автокорреляционного приема ДОМФ, 2400 бит/с; *2* — кривая помехоустойчивости УПС-2400 с учетом собственных погрешностей, а также сдвига частот в канале связи на 10 Гц, амплитудных искажений 9 дБ в полосе 1200—2400 Гц и одного нескорректированного переприемного участка; *3* — экспериментальная проверка характеристики *2*

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При разработке УПС-2400 решались следующие задачи: обеспечение высоких технических характеристик; простота реализации; удобство обслуживания; малые габариты.

Для решения этих задач работа велась в двух направлениях. Во-первых, велся поиск новых технических

решений, позволяющих реализовать большинство узлов модема на элементах дискретной техники, а также уменьшить габариты и улучшить показатели традиционных аналоговых устройств. Во-вторых, был осуществлен переход к реализации схем на основе интегральных микроэлементов.

К новым техническим решениям при разработке УПС-2400 можно отнести:

— создание автокорреляционного приемника с дискретной линией задержки;

— создание дискретной схемы выделения тактовой частоты приема в автокорреляционном приемнике;

— применение дифференциальных усилителей для усилителя-ограничителя приемника;

— применение операционных усилителей для обеспечения параметров цепей стыка *С2;*

— резкое уменьшение объема фильтрового оборудования модема и корректора за счет отказа от традиционного выполнения их с волновым сопротивлением 600 Ом и переход к волновому сопротивлению 1,5 и 3,0 кОм.

Широкое применение элементов дискретной техники позволило спроектировать УПС-2400 с минимальным количеством узлов, требующих регулировки и подстройки в процессе изготовления и эксплуатации. Кроме того, высокие показатели надежности интегральных микросхем позволили добиться значительного прогресса в показателях надежности УПС. Все это улучшило технологичность аппаратуры и облегчило ее эксплуатацию.

Однако в настоящее время стоимость отдельных узлов в микроминиатюрном исполнении пока еще превышает стоимость аналогичных устройств, созданных на обычных электрорадиоэлементах. Так, было признано нецелесообразным на современном этапе создание на базе микросхем фильтрового и корректирующего оборудования.

Модем выполнен в блочно-ячеечной конструкции, что позволяет быстро осуществлять ремонт вышедших из строя узлов путем замены аналогичными из состава ЗИП. Приведенная в эксплуатационной документации программа поиска и устранения неисправностей дает возможность на основании устройств встроенного контроля в кратчайшие сроки определить место возникшей

неисправности обслуживающему персоналу низкой квалификации.

Разработанный модем является плодом совместных усилий большого числа специалистов ЦНИИС. Основной вклад в теоретическую проработку вопросов проектирования и конструирования модема был внесен начальником лаборатории ЦНИИС, кандидатом технических наук т. Таммом Ю. А. Кроме авторов статьи, в разработке активно участвовали тт. Израильсон Л. Г., Аносова Л. И., Владимирова Т. А., Крячек В. Г. и другие, а также тт. Комиссаров М. П. и Козлов С. Д., которые, кроме того, проводили все испытания модема.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Тамм Ю. А., Садовский В. Б.** Спектральные методы оценки качества передачи цифровых сигналов. М., «Связь», 1974. 72 с.

2. **Каналы** передачи данных. Под редакцией В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1970. 304 с.

3. **Тамм Ю. А., Минкин Э. Б.** Автокорреляционный приемник фазоманипулированного сигнала. Авторское свидетельство № 288038, 1970.

4. **Гуров В. С., Емельянов Г. А., Етрухин Н. Н.** Передача дискретной информации и телеграфия. М., «Связь», 1969. 560 с.

5. **Тамм Ю. А.** Устройство для выделения тактового колебания в приемнике фазоманипулированного сигнала. Авторское свидетельство № 282404, 1970.

УДК 621.391.8

С. В. Стукалов, Л. Г. Израильсон

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА РАБОТЫ АДАПТИВНОГО КОРРЕКТОРА ДЛЯ УПС-4800

Передача дискретной информации по каналам тональной частоты (КТЧ) с высокими удельными скоростями, достигаемыми при использовании многопозиционных методов модуляции, невозможна без тщательной коррекции межсимвольных помех, например, при совместном использовании двухпозиционной амплитудной и относительной фазовой модуляции с частично подавленной одной боковой полосой (АОФМ, ОБП). Одним из эффективных методов устранения влияния таких помех является коррекция формы импульсного сигнала на вы-

ходе демодулятора приемника модема с помощью гармонического корректора, основой которого является линия задержки с регулируемыми коэффициентами передачи в отводах [1, 2, 3, 5].

Наиболее просто и вместе с тем достаточно эффективно можно автоматизировать процесс настройки такого корректора, используя градиентный метод. При использовании этого метода изменение коэффициента передачи в отводах производится дискретными шагами, причем направление регулировки определяется в результате анализа принимаемых сигналов в отсчетные моменты времени.

В адаптивном корректоре сведения об импульсной реакции в отсчетные моменты времени, необходимые для управления настройкой корректора, выделяются непосредственно из сигналов в процессе передачи информации. К тому же такой корректор способен следовать за изменениями характеристик тракта передачи, т. е. обладает существенными преимуществами по сравнению с предварительно настраиваемыми корректорами межсимвольных искажений. Описание работы одного из вариантов адаптивного корректора приведено в [5]. Анализ работы корректора в этой статье произведен в предположении, что $P_{ош}<0,01$. По-видимому, случай работы корректора при больших значениях $P_{ош}$ также важен для практики, так как соответствует условиям начала процесса настройки.

Рассмотрим работу адаптивного корректора Лаки [5] при наличии довольно больших исходных искажений (когда $P_{ош}\approx 0,1$) применительно к приему четырехпозиционных сигналов, т. е. при использовании метода АОФМ ОБП. Анализ производится для алгоритма Лаки, когда сигнал ошибки определяется при приеме каждой посылки, и, кроме того, для модифицированного алгоритма, отличающегося от предыдущего тем, что в этом случае оценка сигнала ошибки производится только при приеме сигналов с максимальной амплитудой.

Предположим, что:

1. h_i — приведенное значение импульсной реакции посылки сигнала в отсчетной точке, отстоящей на i тактовых интервалов от основного отсчетного значения (ООЗ). При этом $h(t)$ — функция, определяющая вид огибающей посылки сигнала, причем ООЗ $h(t)$ соответ-

ствует моменту времени $t=0$, а $h(0)=h_0=1$, как это изображено на рис. 1.

2. a_n — отсчетное значение посылки сигнала, которой совпадает с моментом времени $t=nT$, где n — целое число. При m-позиционном сигнале a_n может принимать m возможных значений.

Рис. 1

При указанных обозначениях выражение для сигнала ошибки e_0 при приеме a_0 будет иметь вид

$$e_0 = \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h_{0-n} - a_0 h_0 \right] + a_ш, \qquad (1)$$

где $a_ш$ — значение помехи, не связанное с межсимвольными искажениями, в момент времени $t=0$. Выражение (1) можно представить как

$$e_0 = a_i h_{-i} + \left[\sum_{n=-8}^{\infty} a_n h_{-n} + a_ш \right], \text{ где } n \neq 0,\ n \neq i, \qquad (2)$$

где h_i — значение импульсной реакции, знак которой необходимо определить.

При случайном характере следования символов информации выражение в квадратных скобках (2) будет принимать случайные значения. Примем, что распределение помехи, описываемой в (2) членом в квадратных скобках, подчиняется нормальному закону с математическим ожиданием, равным нулю, и дисперсией σ^2. Для такого распределения помехи при оценке e_0 вероятность правильного определения знака

$$P_п = 1/2 + 1/2\Phi\left(h_{-i}/\sigma\sqrt{2}\right),$$

где $\Phi(x) = (2/\sqrt{\pi}) \int_0^x e^{-t^2}\, dt.$

При $m=4$ и использовании алгоритма Лаки [5] сигнал $e_0>0$ формируется всякий раз, когда $2/3 > |a_0+e_0| >$

$>1/3$ или $\infty > |a_0 + e_0| > 1$. Сигнал $e_0 < 0$ формируется всякий раз, когда $1 > |a_0 + e_0| > 2/3$ или $1/3 > |a_0 + e_0| > 0$. Формирование сигнала $h_i > 0$ происходит при $\operatorname{sign} e_0 \times \times \operatorname{sign} a_i > 0$, а сигнал $hi < 0$ формируется при $\operatorname{sign} e \times \times \operatorname{sign} a_i < 0$.

При оценке знака e_0, необходимого для определения знака h_{-i}, могут иметь место восемь различных сочетаний a_0 и a_i для $h_i > 0$, приведенных на рис. 2. Из рис. 2 следует, что для такого алгоритма работы корректора можно записать

$$P_{\text{п}} - P_{\text{н}} = (1/8)\left[P_{A1} + P_{A3} + P_{A5} + P_{A7} + P_{B1} + P_{B3} + P_{B5} + \right.$$
$$+ P_{B7} + P_{C2} + P_{C4} + P_{C6} + P_{C8} + P_{D2} + P_{D4} + P_{D6} +$$
$$+ P_{D8} - (P_{A2} + P_{A4} + P_{A6} + P_{A8} + P_{B2} + P_{B4} + P_{B6} +$$
$$+ P_{B8} + P_{C1} + P_{C3} + P_{C5} + P_{C7} + P_{D1} + P_{D3} + P_{D5} +$$
$$\left. + P_{D7})\right](1 - 2P_{E5}) + (1/8)\left[P'_{A1} + P'_{A3} + P'_{A5} + P'_{A7} + \right.$$

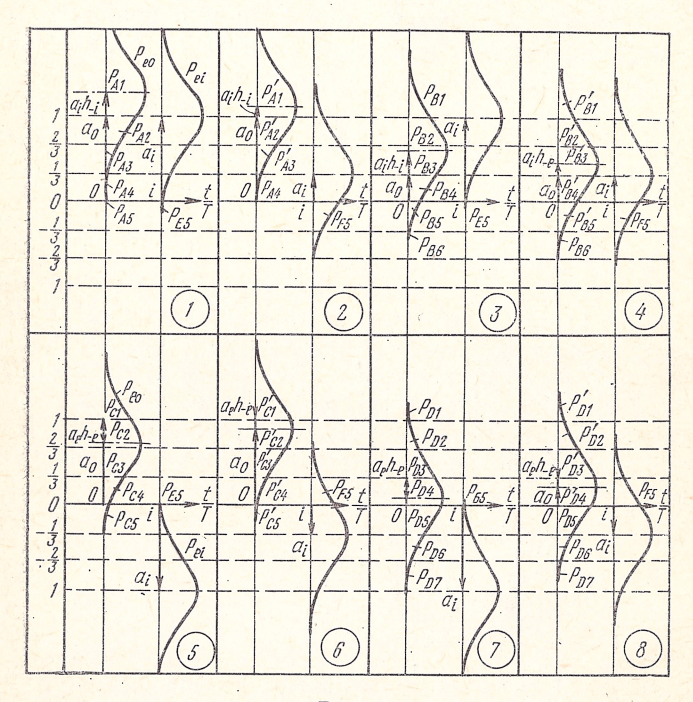


Рис. 2

$$+P'_{B1}+P'_{B3}+P'_{B5}+P'_{B7}+P'_{C2}+P'_{C4}+P'_{C6}+P'_{C8}+$$
$$+P'_{D2}+P'_{D4}+P'_{D6}+P'_{D8}-(P'_{2}+P'_{A4}+P'_{A6}+$$
$$+P'_{A8}+P'_{B2}+P'_{B4}+P'_{B6}+P'_{B8}+P'_{C1}+P'_{C3}+P'_{C5}+$$
$$+P'_{C7}+P'_{D1}+P'_{D3}+P'_{D5}+P'_{D7}](1-2P_{F5}), \qquad (3)$$

где $P_п$ — вероятность правильного определения знака h_{-i}; $P_н$ — вероятность неправильного определения знака h_{-i}, причем $P_н=1-P_п$.

При $(P_п-P_н)>0$ коэффициент передачи в $-i$-м отводе будет изменяться, в среднем, в правильном направлении, уменьшающем амплитуду импульсной реакции в $-i$-й отсчетной точке, что приводит к уменьшению влияния межсимвольной помехи.

При использовании модифицированного алгоритма работы корректора, в случае четырехпозиционных сигналов, оценка знака e_0 производится только для сигналов с максимальной амплитудой. Это означает, что оценка знака e_0 производится только при $|a_0+e_0|>2/3$. Кроме того, компоненты, соответствующие $|a_i|>2/3$, имеют при усреднении удвоенный вес.

В этом случае при оценке знака e_0, с целью определения знака h_{-i} (для $h_{-i}>0$), также возможны восемь сочетаний a_0 *и* a_i, которые представлены на рис. 3.

Алгоритм работы корректора при этом строится таким образом, чтобы при $|a_0+e_0|>2/3$ формировать сигнал $h_{-i}>0$, если $\operatorname{sign} e_0 \cdot \operatorname{sign} a_i>0$, и $h_{-i}<0$, если $\operatorname{sign} e_0 \cdot \operatorname{sign} a_i<0$. В этом случае для $\sigma\leqslant 0{,}5$ можно записать

$$P_п-P_н=(1/8)\,[(P_{A1}-P_{A2})(1-2P_{E\,5,6})+(P'_{A1}-P'_{A2})\times$$
$$\times(1-2P_{D\,5,6})+(P_{B2}-P_{B1})(1-2P_{E\,5,6})+(P'_{B2}-P'_{B1})\times$$
$$\times(1-2P_{D\,5,6})]. \qquad (4)$$

При удвоении веса компонентов, соответствующих $|a_i|>2/3$, можно записать (для $\sigma\leqslant 0{,}5$)

$$P_п-P_н=(1/8)\,[(P_{A1}-P_{A2}+P_{B2}-P_{B1})(2P_{E\,1,2}+P_{E\,3,4}-$$
$$-P_{E\,5,6})+(P'_{A1}+P'_{A2}+P'_{B2}-P'_{B1})(2P_{D\,1,2}+P_{D\,3,4}-$$
$$-P_{D\,5,6}). \qquad (5)$$

Для количественного сравнения рассмотренных алгоритмов работы корректора по ф-лам (3) и (5) определены значения $(P_п—P_н)_{рс}$ сигналов знака h_{-i} при $h_{-i}=$

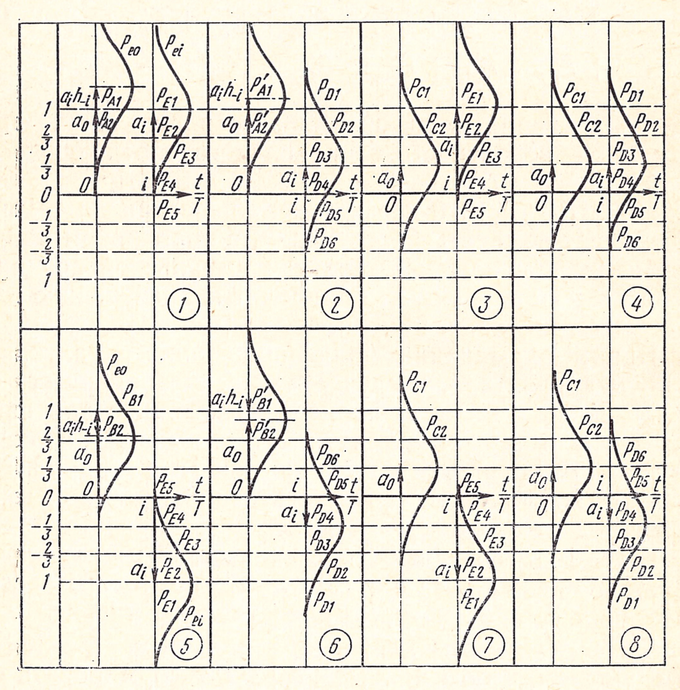


Рис. 3

$=0{,}22$ и $h_{-i}=0{,}066$. При этом все восемь событий, на основе которых записаны ф-лы (3) и (5), считаются равновероятными. Кроме того, $(P_п—P_н)_{рс}=P_п—P_н/0{,}75$, где коэффициент 0,75 учитывает число импульсов, поступающих на усредняющий реверсивный счетчик регулятора отвода при использовании модифицированного алгоритма (5). Результаты расчетов приведены на рис. 4 и 5, из которых следует, что при $\sigma>0{,}11$ значения $(P_п—P_н)_{рс}$ для модифицированного алгоритма примерно вдвое превышают соответствующие значения для алгоритма Лаки.

На основании рассмотренного модифицированного алгоритма был разработан адаптивный корректор [4], предназначенный для совместной работы с устройством

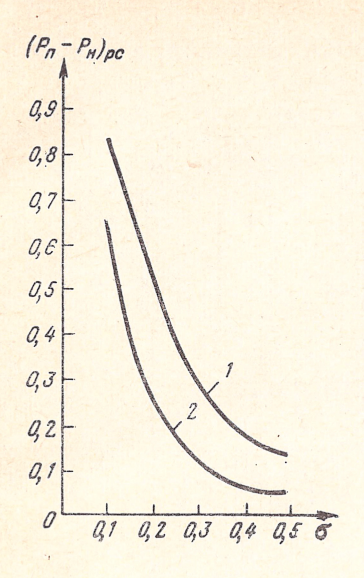


Рис. 4: $h_{-i}=0{,}22$. *1* — модифицированный алгоритм; *2* — алгоритм Лаки

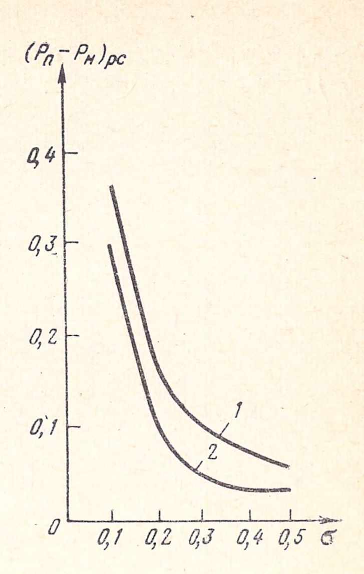


Рис. 5: $h_{-i}=0{,}066$. *1* — модифицированный алгоритм; *2* — алгоритм Лаки

преобразования сигнала (УПС) при использовании метода АОФМ ОБП [1], структурная схема которого приведена на рис. 6.

Сигнал «Знак отклонения» (ЗО), т. е. знак сигнала ошибки e_i, формируется в приемнике относительно верхнего нормированного значения амплитуды принимаемого сигнала, равного ± 1 и поддерживаемого за счет работы системы АРУ приемника. Поскольку корректор включен между выходом КТЧ и входом приемника, т. е. коррекция осуществляется в полосе частот, то для управления регуляторами (РЕГ) отводов аналоговой линии задержки с целью определения знака h_i необходимо знать абсолютную фазу (АФ) и ЗО относительно значения ± 1 в каждой отсчетной точке. Сигналы ЗО, АФ, полученные путем преобразования из информации фазового подканала (ИНФ ФМ), а также информации амплитудного подканала (ИНФ АМ) каждой из принимаемых посы-

[1] Описанный выше модифицированный алгоритм, а также рассматриваемый на его основе адаптивный корректор (рис. 6) разработаны при участии канд. техн. наук Б. С. Данилова и Ю. А. Тамма.

лок, формируются приемником в двоичном виде и поступают на соответствующие входы корректора.

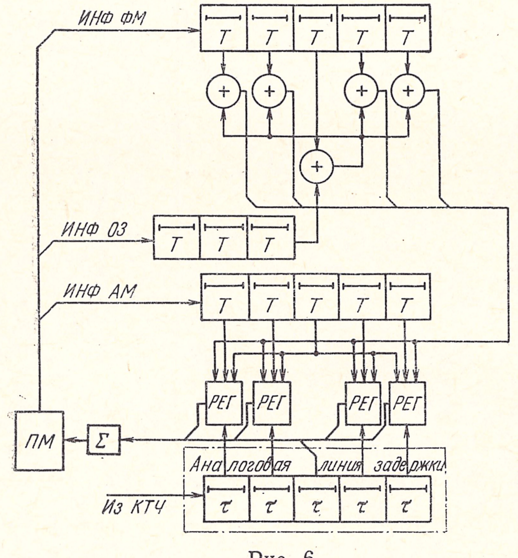


Рис. 6

В дискретной части корректора на основании обработки ЗО, ИНФ ФМ, ИНФ АМ принимаемых посылок формируются сигналы управления регуляторами отводов с целью устранения межсимвольных искажений в требуемом числе отсчетных точек. Включение адаптивного корректора на входе приемника и использование для его работы сигналов, получаемых непосредственно из принимаемых посылок, позволяют улучшить условия выделения синхросигналов, что повышает качество настройки корректора, а это, в свою очередь, облегчает условия работы систем выделения синхросигналов. Такое взаимодействие корректора и приемника модема подтвердилось при испытаниях макета адаптивного корректора с 11 отводами совместно с УПС с использованием АОФМ ОБП и иллюстрируется рис. 7, на котором приведена зависимость коэффициента ошибок по элементам и величины фазового запаса от времени настройки корректора при искажениях в тракте передачи, эквивалентных четырем переприемным участкам и соотношении сигнал/флуктуационный шум $\Delta P = 15$ дБ (зависи-

мость $K=f(\Delta\varphi)$ для $t_K=\text{const}$ снималась при заблокированном корректоре после его работы от обнуленного состояния соответственно через 2; 4 и 12 с). Вместе с тем

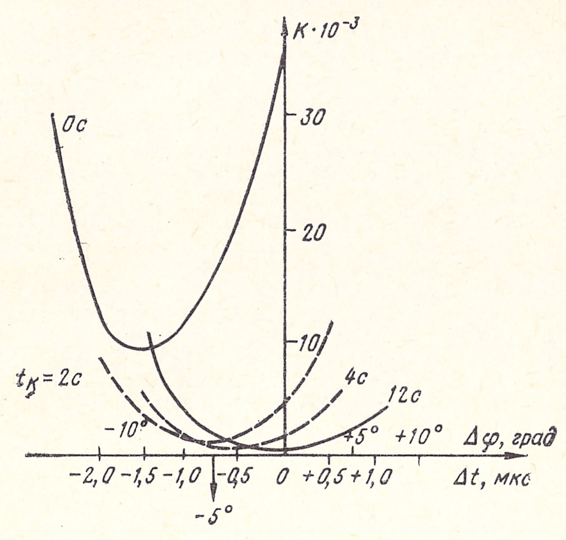


Рис. 7:
Условия измерений: $\Delta p=15$ дБ. Вкл. КУ—ЧП.
(«Текст», 511 рд, $B=4800$ бит/с)

совместная работа корректора и УПС при условии, что корректор включен на входе приемника модема, позволила производить передачу дискретной информации со скоростью 4800 бит/с без заметного снижения помехоустойчивости по каналам большой протяженности с числом переприемных участков по низкой частоте до шести. При увеличении числа переприемных участков до десяти помехоустойчивость снижалась не более чем на 5 дБ. Кроме того, при работе по каналам ТЧ кабельной магистрали протяженностью до 12 000 км с 12 переприемными участками со скоростью 4800 бит/с среднее значение коэффициента ошибок по элементам $P_{\text{ош}} \approx 7 \cdot 10^{-5}$ за 300 ч измерений.

На основании вышесказанного можно сделать вывод, что использование модифицированного алгоритма настройки адаптивного корректора и разработанного на его основе корректора, а также включение его на входе

приемника модема позволяют значительно улучшить сходимость корректора при значительных исходных искажениях в канале ТЧ и, как следствие, повысить дальность передачи дискретной информации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Данилов Б. С.** Устройства преобразования сигналов для передачи цифровых данных. Обзор. М., изд-во Международного центра научной и технической информации, 1971. 41 с.

2. **Данилов Б. С., Штейнбок М. Г.** Однополосная передача цифровых сигналов. М., «Связь», 1974. 136 с.

3. **Стукалов С. В.** Цифровой автоматически настраиваемый корректор межсимвольных искажений. — «Сборник научных трудов», М., ЦНИИС, 1972, вып. 2, с. 145—151.

4. **Тамм Ю. А., Стукалов С. В., Израильсон Л. Г.** Устройство для коррекции межсимвольных искажений. Авторское свидетельство № 439073 (СССР). Публ. в бюлл. «Открытия. Изобретения, Промышленные образцы. Товарные знаки», 1974, № 29, с. 161.

5. **Lucky R. W.** Tecnigues for Adaptiv Equalization of Digital Communication Sistems. — «B. S. T. Y.», Februari, 1966, pp. 255—286.

УДК 621.376.4

С. В. Стукалов, В. В. Орлов

РЕЗУЛЬТАТЫ ЛАБОРАТОРНЫХ ИСПЫТАНИЙ УПС-4800 С АДАПТИВНЫМ КОРРЕКТОРОМ НА СКОРОСТИ 4800 бит/с

Уверенная передача цифровых сигналов со скоростью 4800 бит/с по каналам ТЧ невозможна без коррекции межсимвольных искажений, возникающих из-за неидеальности частотных характеристик тракта передачи. Для уменьшения межсимвольных искажений в состав УПС вводится корректор сигнала [1], который может подключаться как до, так и после демодулятора. Так, в модеме типа 203 [1], позволяющем передавать цифровые сигналы со скоростью 4800—9600 бит/с, корректор (адаптивный) включен после демодулятора. При этом для работы устройства выделения несущего колебания (УВНК) используется искаженный принимаемый сигнал, что потребовало усложнения УВНК и введения предварительной установки фазы выделенного несущего колебания. Устройство выделения тактовых импульсов

(УВТИ) хотя и включено после корректора, тем не менее для нормального функционирования нуждается в предварительной установке фазы тактовых импульсов.

В УПС с АФМ ОБП [2, 3, 4], предназначенном для передачи дискретной информации со скоростью 4800 бит/с, адаптивный корректор включен на входе приемника. Такое подключение корректора предполагает [1], что по мере его настройки происходит оптимизация сквозных частотных характеристик тракта передачи и корректора. При этом облегчается работа устройств синхронизации, что позволяет их упростить. В [1] приводятся основные принципы построения и результаты первого этапа лабораторных и линейных испытаний этого типа УПС. Ниже рассматриваются результаты второго этапа лабораторных испытаний. Схема измерений приведена на рис. 1.

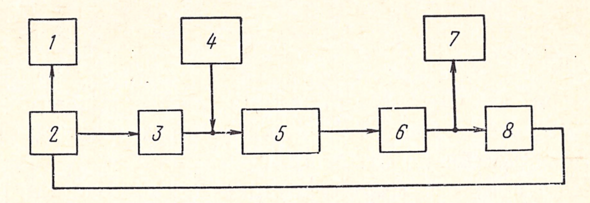


Рис. 1: *1* — счетчик импульсов; *2* — ПВО; *3* — Пд; *4* — генератор флуктуационного шума; *5* — тракт передачи; *6* — корректор; *7* — измеритель уровня; *8* — Пм

Псевдослучайная последовательность двоичных импульсов с периодом повторения 511 бит, вырабатываемая прибором выявления ошибок (ПВО), поступает на вход передатчика (Пд) УПС. Модулированный сигнал с выхода Пд подается через тракт передачи на вход адаптивного корректора (К), а с выхода последнего — на вход приемника (Пм) УПС. Получаемая на выходе ПМ информационная последовательность двоичных импульсов возвращается в ПВО для определения ошибочно принятых посылок, количество которых за интервал времени, равный 100 с, подсчитывается счетчиком импульсов. В качестве тракта передачи используется набор фазовых контуров 2ПУ, 4ПУ и 6ПУ, характеристики неравномерности ГВЗ которых, приведенные на рис. 2, приблизительно соответствуют усредненным обратным

характеристикам неравномерности ГВЗ стандартных каналов ТЧ, которые имеют соответственно 2, 4 и 6 переприемных участков. Флуктуационная помеха подмеши-

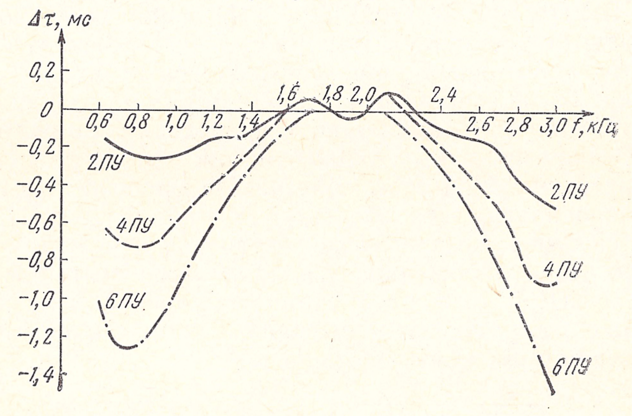


Рис. 2

вается на вход тракта передачи, а разность уровней сигнала ($P_с$) и помехи ($P_п$), выбранная равной 14,8 дБ, контролируется на входе Пм.

Результаты измерений, представленные на рис. 3 и 4 в виде графических зависимостей, характеризуют работу корректора в частотной области. На рис. 3 через *1, 2* и *3* обозначены сквозные характеристики неравномерности ГВЗ (Δτ) корректора и тракта передачи, со-

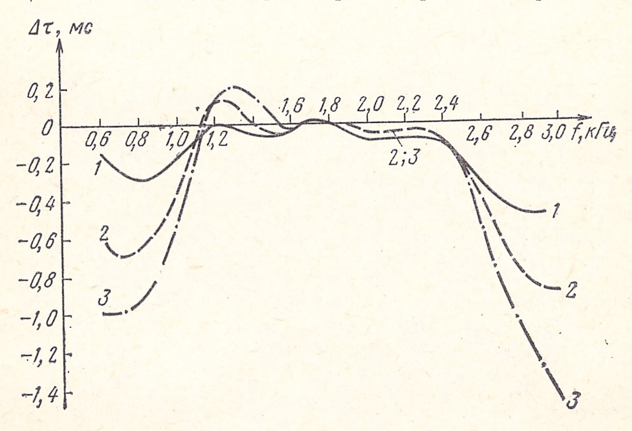


Рис. 3

ответственно состоящего из контуров 2ПУ, 4ПУ и 6ПУ. При снятии этих зависимостей корректор работает в режиме постоянной настройки.

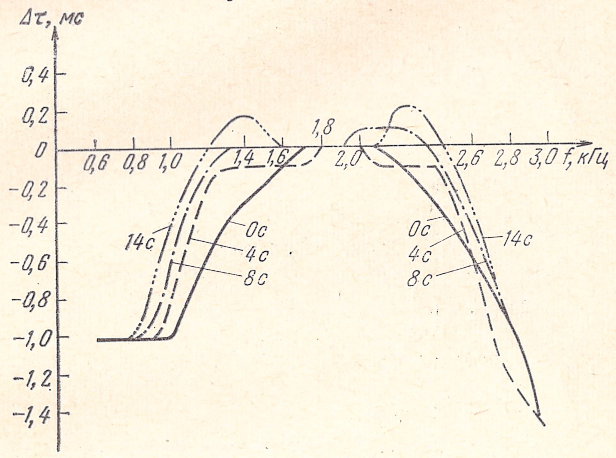


Рис. 4

На рис. 4 приведены сквозные характеристики неравномерности ГВЗ (Δτ) тракта передачи (контур 6ПУ) и корректора при настройке последнего в течение фиксированных интервалов времени ($t_н$), равных 0, 4, 8 и 14 с, начиная от «обнуленного» состояния корректора, при котором коэффициент его передачи равен 1[1]. Здесь и далее величина времени настройки включает в себя время вхождения УВНК и УВТИ в синхронизм.

Из характеристик, приведенных на рис. 3 и 4, следует, что корректор в значительной степени компенсирует фазо-частотные искажения тракта передачи в полосе частот 1200—2400 Гц, соответствующей основной энергии принимаемого сигнала. Остаточная неравномерность характеристики ГВЗ в этом диапазоне частот имеет колебательный характер с амплитудой, равной 0,2 мс. Время, затрачиваемое на настройку корректора для компенсации фазо-частотных искажений с остаточной неравно-

[1] Методика проведения измерений. Корректор «блокируется» (т. е. запрещается его настройка) и «обнуляется» перед началом каждого сеанса настройки. Блокировка снимается на время сеанса настройки, после завершения которого корректор снова «блокируется» и измеряется указанная характеристика неравномерности ГВЗ.

мерностью ГВЗ, равной 0,2 мс в диапазоне частот 1200—2400 Гц, составляет 4 с. При дальнейшей настройке величина остаточной неравномерности почти не изменяется.

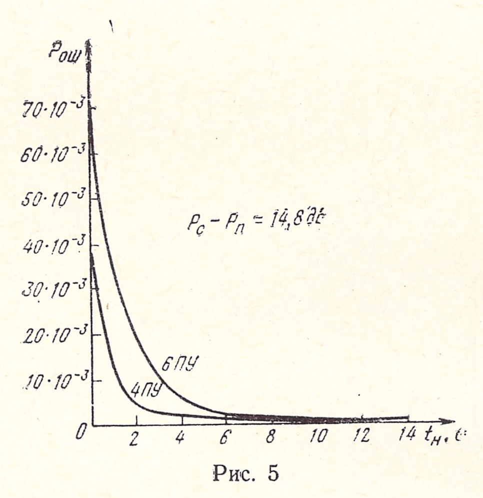


Рис. 5

На рис. 5 приведены графики зависимости коэффициента ошибок ($P_{ош}$) от времени настройки корректора. Трактом передачи являются контуры 4ПУ и 6ПУ. Приведенные зависимости обладают общим свойством: величина коэффициента ошибок резко уменьшается (на 87—93%) в течение первых 2—4 с настройки корректора, а затем плавно снижается (на 10—14%) на протяжении следующих 10—12 с настройки. Из рассматриваемых графиков также следует, что при одном и том же остаточном значении коэффициента ошибок увеличение фазо-частотных искажений в тракте передачи вызывает некоторое увеличение времени настройки корректора.

Воздействие корректора на работу УВНК можно проследить по зависимости [$P_{ош} = f(\Delta\varphi)$] коэффициента ошибок от величины сдвига фазы ($\Delta\varphi$) несущего колебания, получаемого в УВНК при фиксированных значениях времени настройки $t_н$[1]). Исходным значением сдвига

---

[1]) Методика проведения измерений. Корректор «блокируется» и «обнуляется» перед началом каждого сеанса настройки. Блокировка снимается на время сеанса настройки, после завершения которого корректор снова «блокируется» и измеряется зависимость $P_{ош} = f(\Delta\varphi)$. На время настройки корректора устанавливается $\Delta\varphi = 0$.

фазы является $\Delta\varphi = 0$, что соответствует фазе ($\varphi_{УВНК}$) несущего колебания, вырабатываемого в УВНК. Трактом передачи служит контур 4ПУ. Зависимости $P_{ош} = f(\Delta\varphi)$, снятые для величин $t_н = 0$, 2, 6 и 14 с, приведены на рис. 6. Для каждой величины $t_н$ зависимость

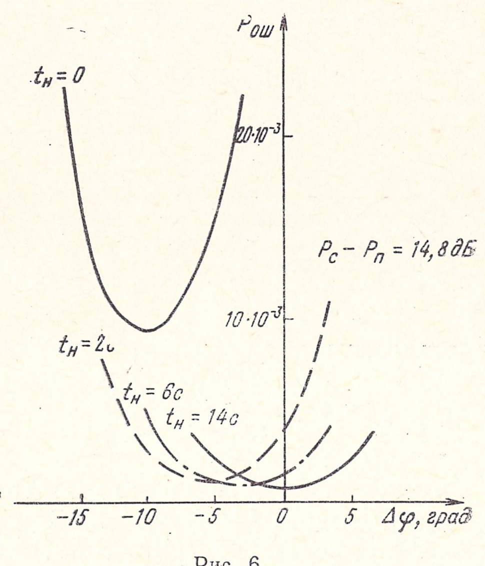


Рис. 6

$P_{ош}$ имеет минимум, которому соответствует «оптимальное» (для рассматриваемого $t_н$) значение фазы несущего колебания $\varphi_{опт}$. Величина $\varphi_{опт}$ достигается при сдвиге фазы несущего колебания $\varphi_{УВНК}$ на величину $\Delta\varphi_{опт}$. При $t_н=0$, т. е. в случае некорректированного тракта передачи, $\Delta\varphi_{опт} \approx -10°$, а $P_{ош}(\varphi_{УВНК})/P_{ош}(\varphi_{опт}) \approx 4{,}07$, где $P_{ош}(\varphi_{УВНК})$ и $P_{ош}(\varphi_{опт})$ — значения коэффициента ошибок, соответствующие $\varphi_{УВНК}$ и $\varphi_{опт}$. По мере настройки корректора величина $\Delta\varphi_{опт}$ уменьшается. При этом также уменьшается и отношение $P_{ош}(\varphi_{УВНК})/P_{ош}(\varphi_{опт})$. В табл. 1 приведены значения $\Delta\varphi_{опт}$ и $P_{ош}(\varphi_{УВНК})/P_{ош}(\varphi_{опт})$ для различных величин $t_н$.

При $t_н = 14$ с $\Delta\varphi_{опт} \approx 0°$, т. е. $\varphi_{УВНК} \approx \varphi_{опт}$, а значение $P_{ош}$ становится минимально возможным. Таким образом, по мере настройки корректора величина $\Delta\varphi_{опт}$ минимизируется и в конечном счете значение фазы несущего

Таблица 1

$t_н$, с	0	2	6	10	14
$\Delta\varphi_{опт}$, град	—10	—4,8	—3,6	—1,6	0
$\frac{P_{ош}(\varphi_{УВНК})}{P_{ош}(\varphi_{опт})}$	4,07	3,68	1,38	1,11	1,0

Таблица 2

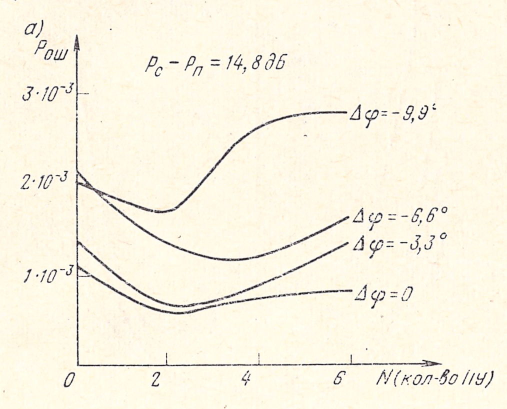
$t_н$, с	0	2	6	10	14
$\Delta\varphi_{опт}$, град	—11,5	—7,4	—2,5	—0,8	0
$\frac{P_{ош}(\varphi_{УВНК})}{P_{ош}(\varphi_{опт})}$	2,64	3,40	1,89	1,2	1,0

колебания становится наиболее благоприятным, т. е. оптимальным для работы УПС. В табл. 2 приведены значения $t_н$, $\Delta\varphi_{опт}$ и $P_{ош}(\varphi_{УВНК})/P_{ош}(\varphi_{опт})$ для аналогичного эксперимента при тракте передачи 6ПУ. Результаты, помещенные в этой таблице, подтверждают сделанный выше вывод об оптимизации фазы несущего колебания, вырабатываемого УВНК в процессе настройки рассматриваемого типа корректора.

На рис. *7а, б* приводятся зависимости коэффициента ошибок $P_{ош}$ от сдвига фазы несущего колебания $\Delta\varphi$ при разной величине фазо-частотных искажений и постоянно работающем в режиме настройки корректоре. При снятии этих зависимостей устанавливается нужное значение сдвига фазы несущего колебания и по прошествии 15—20 с измеряется величина $P_{ош}$. Из приведенных характеристик следует, что принудительная установка фазы несущего колебания приводит к некоторому увеличению $P_{ош}$, а следовательно, вредно сказывается на работу этого типа корректора в составе УПС.

На рис. 8 представлены зависимости коэффициента ошибок $P_{ош}$ от сдвига во времени (ΔT) тактовых им-

пульсов при разной величине фазо-частотных искажений тракта передачи[1]. Здесь T — длительность тактового интервала. Полученные характеристики показывают, что положение тактовых импульсов, вырабатываемых УВТИ, является оптимальным.



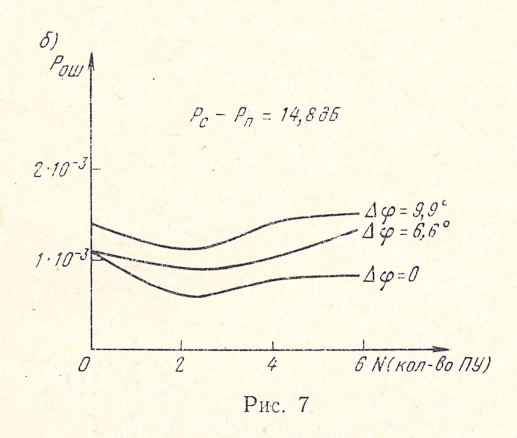


Рис. 7

На рис. 9 даны зависимости коэффициента ошибок ($P_{ош}$) от сдвига во времени (ΔT) тактовых импульсов при различной величине фазо-частотных искажений

---

[1] Методика проведения измерений. Корректор «блокируется» и «обнуляется» перед началом каждого сеанса настройки. Блокировка снимается на время сеанса настройки, после окончания которого корректор снова «блокируется» и измеряется требуемая зависимость. На время настройки корректора устанавливается $\Delta T = 0$.

тракта передачи и постоянно работающем в режиме настройки корректоре. При этих измерениях устанавливается желаемая величина сдвига во времени тактовых

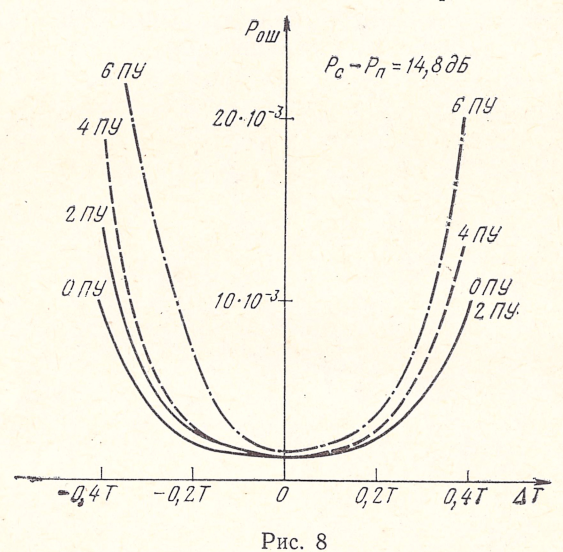


Рис. 8

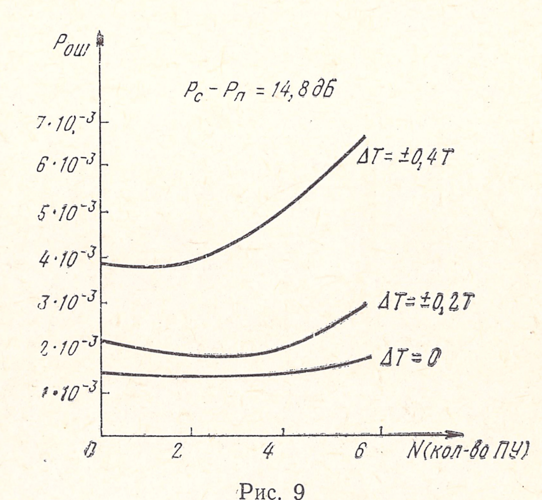


Рис. 9

импульсов и спустя 15—20 с измеряется значение $P_{\text{ош}}$. Из зависимостей на рис. 9 следует, что для рассматриваемого корректора не требуется принудительной уста-

новки фазы тактовых импульсов, вырабатываемых в УВТИ.

Приведенные результаты позволяют сделать следующие выводы.

1) Структура рассматриваемого УПС, в котором адаптивный корректор включен на входе приемника, дает положительный эффект, состоящий в оптимизации фазы несущего колебания и тактовых импульсов.

2) В частотной области работа данного типа адаптивного корректора, как составной части УПС, приближается к функционированию корректора канала в диапазоне частот, который соответствует основной энергии принимаемого сигнала.

3) Испытываемый корректор не нуждается в предварительной установке фазы несущего колебания и тактовых импульсов.

Авторы благодарят канд. техн. наук Тамма Ю. А. и Данилова Б. С. за большую помощь в постановке задачи и организации испытаний, а также за редактирование статьи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Данилов Б. С., Штейнбок М. Г.** Однополосная передача цифровых сигналов. М., «Связь», 1974. 135 с.

2. **Гуров В. С., Данилов Б. С., Штейнбок М. Г., Орлов В. В., Стукалов С. В.** Устройство для передачи дискретной информации. Авторское свидетельство СССР № 361529, опубл. 7.09.72.

3. **Гуров В. С., Данилов Б. С., Орлов В. В., Штейнбок М. Г., Стукалов С. В.** Устройство для приема дискретной информации. Авторское свидетельство СССР № 375804, опубл. 23.03.73.

4. **Тамм Ю. А., Стукалов С. В., Израильсон Л. Г.** Устройство для коррекции межсимвольных искажений. Авторское свидетельство № 439073, опубл. 05.08.74.

УДК 621.394.528

Б. П. Николаев, А. П. Пипкин

КОРРЕКЦИЯ МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ СО СКОРОСТЬЮ 9600 бит/с

Экспериментальный адаптивный гармонический корректор (ГК) был разработан для исследования возможности достижения высоких удельных скоростей передачи данных по каналу ТЧ. Известно, что надежная

многоуровневая передача по каналу ТЧ возможна только при минимизации межсимвольной интерференции, которая вносится неидеальностью амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и характеристик группового времени замедления (ХГВЗ). Данный корректор предназначен для минимизации указанной межсимвольной интерференции.

Упомянутые характеристики канала могут медленно (по сравнению со скоростью передачи) изменяться вследствие изменений температуры, напряжения питания и т. п.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Устройство преобразования сигнала (УПС), в состав которого входит ГК, должно обеспечивать передачу данных методом амплитудно-фазовой модуляции с частично подавленной одной боковой полосой (АФМ ОБП) со скоростью 9600 бит/с по стандартным каналам ТЧ, удовлетворяющим временным нормам на электрические параметры типовых каналов ЕАСС с учетом отклонений от этих норм параметров каналов. Структура УПС предусматривает установку ГК на входе приемника модема.

ВЫБОР СТРУКТУРЫ КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ (КУ)

Сложность КУ определяется относительной шириной спектра сигнала передачи данных, т. е. отношением $F_в/F_н$, исходными искажениями канала ТЧ в спектре $F_н$—$F_в$ и заданной точностью коррекции, где $F_в$ и $F_н$ — соответственно верхняя и нижняя частоты спектра.

При заданном виде модуляции АФМ ОБП и информационной скорости 9600 бит/с принципиально возможны два основных пути реализации: увеличение числа уровней или более полное использование полосы частот канала; был выбран второй путь, так как первый позволяет достичь заданной скорости за счет снижения помехоустойчивости устройства, а второй — создать аппаратуру с более высокой помехоустойчивостью. В связи с этим был произведен анализ АЧХ и ХГВЗ каналов ТЧ, имеющих различное количество переприемных

участков по НЧ в заданной для коррекции полосе 600—3000 Гц. Были рассмотрены характеристики, полученные в результате измерения реальных каналов ТЧ, и характеристики, установленные нормами ЕАСС с учетом отклонений от них. Сложность корректирующих устройств находится в прямой зависимости от величины разброса ХГВЗ канала ТЧ около среднего значения, поэтому при разработке системы коррекции целесообразно исходить из разброса измеренных частотных характеристик. Средние значения неравномерности ХГВЗ для каналов ТЧ с 5, 8 и 12 переприемными участками, полученные в результате измерений и установленные нормами ЕАСС, мало отличаются друг от друга. Однако максимальные разбросы ХГВЗ отличаются от среднего значения весьма значительно.

В результате анализа было установлено, что среднее значение неравномерности ХТВЗ каналов ТЧ при любом числе переприемных участков в диапазоне 600—300 Гц примерно в 4—5 раз больше, а неравномерность АЧХ в три раза больше, чем в полосе 1200—2400 Гц. Приведенные данные показывают, насколько велики искажения ХГВЗ и АЧХ в полосе частот 600—3000 Гц по сравнению с искажениями в полосе 1200—2400 Гц, в которой работают ранее разработанные УПС [1]. Несмотря на это, коррекция искажений в полосе частот 600—3000 Гц с необходимой точностью не представляет принципиальных трудностей, но решающее значение преобретают допустимый объем и сложность корректирующих устройств.

Учитывая использование единой элементной базы для реализации устройств УПС, было принято, что объем КУ не должен превышать объема приемника и передатчика модема. При этом ограничении была использована сложившаяся к настоящему времени структура КУ, состоящих из двух узлов: предварительного фазового корректора (ПФК) и точного гармонического корректора, причем разделение корректирующей способности между ПФК и ГК было произведено так, что комплект КУ в целом при обеспечении заданных скорости и достоверности передачи данных получился достаточно простым. На долю ГК приходится максимальная неравномерность ХГВЗ, возникающая в канале ТЧ с одним переприемным участком. В результате моделирования на ЭВМ было установлено, что при наличии ка-

нала с такими остаточными искажениями на выходе синхронного демодулятора возникает импульсная реакция, причем число выборок, величина которых превышает 1% от основного значения, менее 24. Это значение и определяет число регулируемых отводов ГК.

СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ НАСТРОЙКИ ГК

Для разработки ГК было рассмотрено два алгоритма регулировки коэффициентов в отводах: алгоритм настройки по среднеквадратичному критерию и алгоритм приведения к нулю [2]. Среднеквадратичный критерий имеет вид

$$\varepsilon_0 = \int\limits_{-\infty}^{\infty} [y(t) - d(t)]^2 \, dt, \qquad (1)$$

где ε_0 — среднеквадратичная ошибка; $y(t)$ — сигнал на выходе ГК; $d(t)$ — желаемый сигнал.

Для минимизации ε_0 обычно используется модификация градиентного метода — метод наискорейшего спуска, который позволяет одновременно регулировать отводы. Преобразуя выражение (1) по [3], можно получить выражение для изменения коэффициента усиления в k-м отводе

$$(\alpha_k)_n = (\alpha_k)_{n-1} - \beta(\partial \varepsilon_0 / \partial \alpha_k), \qquad (2)$$

где α_k — k-й регулятор; n — число регулировок; β — число, определяющее величину шага регулирования, которое выбирается достаточно малым.

Среднеквадратичный алгоритм дает хорошую точность настройки ГК, быстро сводит ошибку к минимуму, но на его реализацию в настоящее время необходимы необоснованно большие затраты. Для описываемого ГК приемлем алгоритм приведения к нулю, который позволяет сравнительно легко реализовать схему и дает хорошую точность настройки корректора, необходимую для приема данных с высокой достоверностью. Алгоритм минимизирует пиковые искажения или D-критерий, где

$$D = (1/h_0) \sum_n{}' |h_n|, \qquad (3)$$

где h_n — величина выборки в точке отсчета.

Работа этого алгоритма заключается в следующем. Каждый отвод ГК корректирует принимаемый импульс только в одной точке отсчета. Эхо-сигнал, который должен быть минимизирован данным коэффициентом в отводе α_k, определяется путем умножения знака ошибки принимаемых данных в отдельный момент времени t_0+mT (t_0 — задержка распространения сигнала) на оценку знака сигнала в соответствующем отводе ГК $\operatorname{sign} y_{m-n}$. Суть настройки заключается в изменении коэффициента в отводе на один шаг β в направлении уменьшения эхо-сигнала с данной полярностью.

Уравнение регулирования имеет вид

$$\Delta\alpha_n = -\beta \operatorname{sign} y_{m-n} \cdot \operatorname{sign} e_m, \quad (4)$$

где $\operatorname{sign} e_m$ — знак ошибки принимаемых данных.

Последовательное суммирование таких шагов используется для устранения ошибок в принимаемом сигнале в моменты стробирования. Выбранный алгоритм позволяет выполнить устройство настройки полностью на дискретных ИМС.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

В соответствии с описанным выше алгоритмом обобщенная структурная схема корректора с адаптивной настройкой (рис. 1) состоит из устройства адаптивной настройки и собственно ГК. Последний содержит в

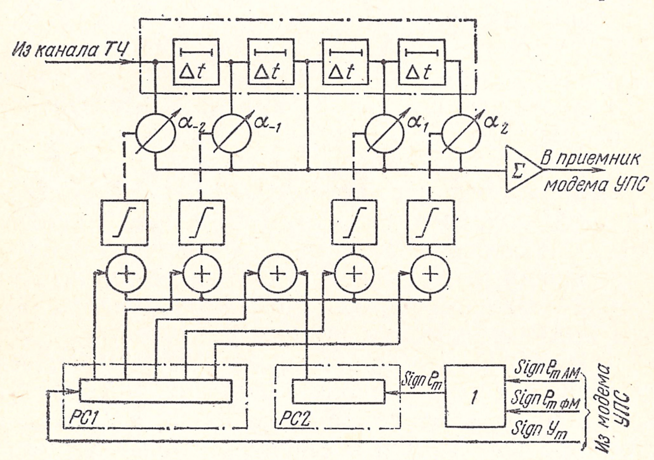


Рис. 1: *1* — схема объединения

себе линию задержки (ЛЗ) с равноразнесенными отводами. Интервалы задержки между отводами равны величине обратной линейной скорости передачи (для простоты на рисунке их показано только пять) регуляторов α_{-2}, α_{-1}, α_1, α_2, которые включены последовательно с выходами соответствующих отводов. Центральный отвод ЛЗ не регулируется и подключается к сумматору непосредственно, а остальные подключаются через регуляторы. Искаженный сигнал из канала ТЧ поступает на вход ЛЗ. Далее сигнал проходит через регуляторы, в каждом из которых он приобретает определенные вес и фазу по отношению к эталонному сигналу, получаемому в отводе без регулятора, и поступает на вход сумматора. На выходе образуется откорректированный сигнал, следующий в приемник модема для обработки.

Устройство адаптивной настройки предназначено для изменения коэффициентов передачи регуляторов в соответствии с вышеописанным алгоритмом и в зависимости от поступающих из модемов сигналов управления. Содержит в себе два сдвиговых регистра — *РС1* и *РС2*, интеграторы, схемы суммирования по модулю *2* и схему объединения *1*. В схеме объединения по определенному закону суммируются сигналы о знаках ошибки принимаемого символа, которые поступают с амплитудного $\operatorname{sign} e_{m\,\text{АМ}}$ и фазового $\operatorname{sign} e_{m\,\text{ФМ}}$ подканалов пороговых устройств модема. На выходе схемы объединения образуется новый сигнал, называемый знаком ошибки принимаемого символа $\operatorname{sign} e_m$, и он поступает на вход *РС2*, который предназначен для выравнивания временной задержки между информацией $\operatorname{sign} e_m$ и информацией о знаке принимаемого символа в отсчетной точке $\operatorname{sign} y_m$. Информация $\operatorname{sign} y_m$ при продвижении по *РС1* распределяется по отводам, причем число разрядов *РС1* выбирается равным числу отводов ГК. Сигнал середины *РС1*, соответствующий эталонному отводу ГК, и сигнал последнего разряда *РС2* поступают на схему суммирования по модулю *2*, а сигнал результата разводится на остальные схемы суммирования, на вторые входы которых заведены выходы разрядов *РС1*. На выходах схемы суммирования по модулю *2* возникает информация о знаках ошибок в отводах, которая усредняется в интеграторах. На выходах интеграторов формируются сигналы, управляющие изменением коэффициентов передачи регуляторов.

РЕАЛИЗАЦИЯ ГАРМОНИЧЕСКОГО КОРРЕКТОРА

Спектр сигнала АФМ ОБП при скорости 9600 бит/с занимает полосу частот 600—3000 Гц на уровне 0,5 и спадает до нуля на частоте 2,6 кГц и 400 Гц.

Так как структура построения УПС предполагает расположение ГК на входе модема (рис. 2—ГК), учитывая периодичность коэффициента передачи ГК и его

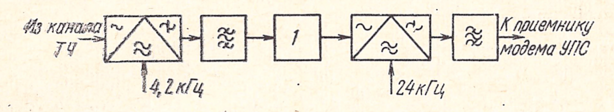


Рис. 2: *1* — гармонический корректор (ГК)

жесткую связь со скоростью передачи, ГК работает в полосе частот, кратной 2,4 кГц. С точки зрения реализации ЛЗ линейный спектр 0,6—3,0 кГц удобней перенести в полосу 4,8—7,2 кГц.

К звеньям ЛЗ предъявляются требования линейности фазы и постоянства затухания во всем рабочем диапазоне частот. Если производить синтез звеньев ЛЗ на фазовых звеньях, эти требования выполняются полностью.

Сигнал на выходе ГК связан с сигналом на входе следующим уравнением:

$$y(t) = \sum_{k=-12}^{12} \alpha_к X(t - kT - 12T). \qquad (5)$$

Умножение задержанных входных сигналов на коэффициент α_k и суммирование всех членов осуществляются регуляторами и сумматором *3*. Схема регулятора (рис. 3) состоит из реверсивного счетчика *2* емкостью 2^n, матрицы сопротивлений R—$2R$ и ключей *1*. Величина шага регулирования определяется формулой

$$\beta = 2/M, \qquad (6)$$

где M — число, определяемое максимальной неравномерностью АЧХ и ХГВЗ. Было установлено, что $\beta = (1/128)\,U_р$ является достаточной для точной коррекции, $U_р$ — максимальное напряжение на выходе регулятора.

Из полученного выражения для β выбираем емкость счетчика равной 2^7. Емкость интегратора выбиралась таким образом, чтобы вероятность правильного шага ре-

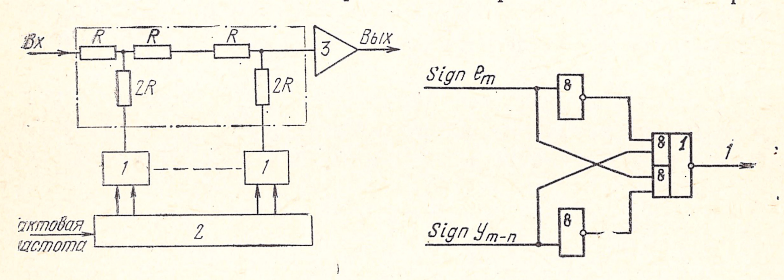


Рис. 3: *1* — электронный ключ; *2* — реверсивный счетчик

Рис. 4: *1* — к интегратору

гулятора при соотношении сигнал/шум, равном 23 дБ, и $P_n > 0{,}9$

$$P_n = 1 - e^{-4C\varepsilon/\sigma\sqrt{2\pi}}, \tag{7}$$

где C — емкость счетчика.

Вычисления показывают, что для $P_n > 0{,}9$ число разрядов интегратора равно 8, т. е. $2C = 256$.

Корреляция полярности сигнала $\operatorname{sign} y_m$ и ошибки $\operatorname{sign} e_m$ осуществляется, как показано на рис. 4. Временна́я зависимость между $\operatorname{sign} y_m$ и $\operatorname{sign} e_m$ для настройки k-го отвода обеспечивается регистрами сдвига. Произведение $\operatorname{sign} y_{m-n} \cdot \operatorname{sign} e_m$ получают с помощью схемы ИЛИ с исключением.

РЕАЛИЗАЦИЯ

Алгоритм адаптивной настройки ГК реализован таким образом, что он состоит только из логических и счетных операций. Поэтому узлы, описанные в разделе реализации, регуляторы, интеграторы, сумматоры по модулю *2* и ряд других узлов были выполнены на ИМС. Для выполнения логических и счетных операций использованы микросхемы серии 155, а в схемах исполнительной части (ГК) были применены операционные усилители серии 140 и переключатели аналоговых сигналов серии 101.

Все узлы ГК с адаптивной настройкой размещены в унифицированных ячейках. Узлы устройства адаптив-

ной настройки и регуляторы — в ячейках размером $160\times145\times15$ мм, а схемы звеньев ЛЗ — в ячейках $160\times145\times45$ мм. Все ячейки, в свою очередь, размещены в двух субблоках размером $440\times180\times160$ мм, что по объему равно объему приемника и передатчика модема.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Испытания экспериментального макета ГК на скорость 9600 бит/с показали возможность передачи высокой скорости данных по каналам ТЧ и правильность выбора алгоритма настройки ГК, который позволяет значительно уменьшить объем аппаратуры за счет применения ИМС. При испытаниях была получена вероятность ошибки, которая при соотношении сигнал/шум 23 дБ не превышала 2×10^{-5}.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Данилов Б. С., Штейнбок М. Г.** Однополосная передача цифровых сигналов. М., «Связь», 1974. 135 с.

УДК 621.391.633.4: 681.372.8

В. И. Бакулин

ОБ ОЦЕНКЕ МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ ПРИЕМЕ ОДНОПОЛОСНОГО СИГНАЛА

В настоящее время одним из актуальных направлений техники связи является повышение удельной скорости передачи информации. Неравномерность частотных характеристик канала связи, используемого для передачи дискретных сообщений, приводит к возникновению искажений формы передаваемых импульсов: импульсы «расплываются» во времени, что приводит к межсимвольной интерференции. Последняя является одним из факторов, ограничивающих скорость передачи по каналу. Оценить степень снижения помехоустойчивости приема за счет межсимвольной интерференции (МСИ) можно с помощью так называемого E-критерия [1, 2] в предположении, что распределение МСИ аппроксимируется нормальным законом. Вопрос опреде-

ления E-критерия при приеме однополосного сигнала очень кратко рассмотрен в книге [2]. Расмотрим этот вопрос подробнее.

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СПЕКТРАЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ СТРОБИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

При однополосной амплитудной модуляции с подавленной несущей, которая обычно называется однополосной модуляцией, в канал передается спектр одной боковой полосы. Однополосный сигнал можно получить, например, по методу фазового сдвига [3]. При произвольном модулирующем сигнале $f(t)$, имеющем спектр $F(\omega)$, спектр однополосного сигнала можно записать в виде суммы, например, нижних боковых полос [3]

$$S(\omega) = F(\omega - \omega_0)\,\sigma(\omega_0 - \omega) + F(\omega + \omega_0)\,\sigma(\omega_0 + \omega),$$

где $F(\omega - \omega_0)$ и $F(\omega + \omega_0)$ — спектр сигнала $F(\omega)$, перенесенный к частотам ω_0 и $-\omega_0$;

$$\sigma(\omega_0 - \omega) = \begin{cases} 0, & \omega > \omega_0, \\ 1, & \omega < \omega_0; \end{cases}$$

$$\sigma(\omega + \omega_0) = \begin{cases} 1, & \omega > -\omega_0, \\ 0, & \omega < -\omega_0; \end{cases}$$

ω_0 — несущая частота.

Спектр принимаемого сигнала на входе синхронного детектора при заданном коэффициенте передачи полосовой цепи $K(\omega)$, содержащей полосовой фильтр передачи, канал связи, приемный полосовой фильтр, определяется по формуле

$$Y(\omega) = K_+(\omega)\,F(\omega - \omega_0)\,\sigma(\omega_0 - \omega) + K_-(\omega)\,F(\omega + \omega_0) \times$$
$$\times\,\sigma(\omega + \omega_0),$$

где

$$K_+(\omega) = \begin{cases} K(\omega), & \omega > 0; \\ 0 & \omega < 0; \end{cases}$$

$$K_-(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega > 0; \\ K(\omega), & \omega < 0. \end{cases}$$

Принимаемый сигнал подается на синхронный детектор, где он перемножается с сигналом восстановленной несущей $\cos[(\omega_0+\Delta\omega)t+\varphi]$, где $\Delta\omega$ и φ — частотная и фазовая погрешности восстановления местной несущей. Эта операция обеспечивает перемещение спектра однополосного сигнала на выходе в низкочастотную область, причем составляющие спектра сигнала синхронного детектора, расположенные около удвоенной частоты несущей, отфильтровываются приемным фильтром нижних частот (ФНЧ) с коэффициентом передачи $L(\omega)$. Спектр сигнала на выходе этого ФНЧ определяется выражением (промежуточные выкладки, основанные на преобразовании Фурье, опущены)

$$X(\omega) = 0{,}5\, e^{i\varphi} F(\omega - \Delta\omega)\, \sigma(\omega - \Delta\omega)\, K_-(\omega - \omega_0 - \Delta\omega)\, L(\omega) + \\ + 0{,}5\, e^{-i\varphi} F(\omega + \Delta\omega)\, \sigma(-\omega - \Delta\omega)\, K_+(\omega + \omega_0 + \Delta\omega)\, L(\omega).$$

Если несущая восстановлена точно (т. е. $\Delta\omega=0$ и $\varphi=0$), то последнее выражение несколько упрощается и может быть записано в виде

$$X(\omega) = 0{,}5 A(\omega)\, F(\omega)\, L(\omega), \qquad (1)$$

где

$$A(\omega) = \sigma(\omega)\, K_-(\omega - \omega_0) + \sigma(-\omega)\, K_+(\omega + \omega_0) \qquad (2)$$

— представляет низкочастотную характеристику полосовой цепи с коэффициентом передачи $K(\omega)$ при использовании однополосной модуляции (по методу фазового сдвига) и синхронного детектирования.

Введение низкочастотной характеристики $A(\omega)$ позволяет анализировать передачу видеосигнала вместо модулированного сигнала.

Известно, что при передаче двоичных символов, следующих со скоростью $1/T$, необходима полоса частот от $-\omega_N$ до ω_N, где $\omega_N=\pi/T$ — частота Найквиста, T — длительность двоичного символа. Восстановление цифрового сигнала на приемной стороне обычно выполняется путем стробирования и последующей обработки в пороговом устройстве. Известно, что спектр сигнала, полученного в результате стробирования короткими импульсами функции со спектром $X(\omega)$, принимает форму периодической последовательности спектров $\frac{1}{T} X(\omega)$, сдвинутых один относительно другого по оси частот на величину $2\omega_N$.

Тогда отсчетные значения принимаемого сигнала записываются [1] в виде $x_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_N}^{\omega_N} X_э(u)\, e^{iunT}\, du$,

где

$\omega = u + 2k\,\omega_N$;

$$X_э(u) = \begin{cases} \sum\limits_{k=-\infty}^{\infty} X(u + 2k\,\omega_N), & |u| \leqslant \omega_N, \\ 0, & |u| > \omega_N, \end{cases} \qquad (3)$$

k, n — целые числа.

Выражение (3) определяет эквивалентную спектральную характеристику сигнала на выходе стробирующего устройства, получаемую из исходной характеристики $X(\omega)$ путем разделения последней на участки с шириной $2\omega_N$, переносом каждого из участков на интервал центрального участка $(-\omega_N,\ \omega_N)$ и последующим суммированием участков. Эквивалентная спектральная характеристика $X_э(u)$ определяется теми же самыми отсчетными значениями, как и исходная характеристика $X(\omega)$. Используя теорему Котельникова, эквивалентная характеристика записывается через отсчетные значения сигнала в виде формулы [1]

$$X_э(u) = T \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n\, e^{-iunT}, \quad 0 \leqslant |u| \leqslant \omega_N. \qquad (4)$$

Очевидно, что межсимвольная интерференция при приеме двоичного сигнала будет отсутствовать, если все отсчетные значения, кроме основного, будут равны нулю, т. е.

$$x = \begin{cases} x_0, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases} \qquad (5)$$

Тогда идеальная (в смысле отсутствия МСИ) эквивалентная характеристика при приеме двоичного сигнала записывается в виде

$$X_{эи}(u) \begin{cases} Tx_0, & 0 \leqslant |u| \leqslant \omega_N, \\ 0, & |u| > \omega_N. \end{cases} \qquad (6)$$

СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКАЯ ОШИБКА И *E*-КРИТЕРИЙ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА

Всякое отклонение эквивалентной спектральной характеристики от идеальной свидетельствует о появ-

лении межсимвольной интерференции. Сигнал ошибки, появляющийся из-за МСИ, связан обратным преобразованием Фурье с разностью эквивалентной и идеальной характеристик, которая с учетом выражений (4) и (6) может быть записана в виде

$$X_э(u) - X_{эи}(u) = T \sum_{n=-\infty}^{\infty}{}' x_n e^{-iunT}, \; 0 \leqslant |u| \leqslant \omega_N, \tag{7}$$

где штрих означает исключение из суммы члена с номером $n=0$.

Образуем ряд, комплексно-сопряженный ряду (7),

$$|X_э(u) - X_{эи}(u)|^* = T \sum_{k=-\infty}^{\infty}{}' x_n e^{iunT}, \; 0 \leqslant |u| \leqslant \omega_N, \tag{8}$$

где * — означает комплексно-сопряженную величину. После перемножения рядов (7) и (8) и интегрирования результата в пределах от $-\omega_N$ до ω_N получим квадрат среднеквадратической ошибки при приеме двоичного сигнала из-за МСИ

$$\sigma_M^2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty}{}' x_n^2 = \frac{1}{2\pi T} \int_{-\omega_N}^{\omega_N} |X_э(u) - X_{эи}(u)|^2 du. \tag{9}$$

С учетом того, что эквивалентная характеристика может быть разложена на реальную $R_э(u)$ и мнимую $I_э(u)$ части, причем реальная часть четно-симметрична, а мнимая часть нечетно-симметрична относительно начала координат, последнее выражение перепишется

$$\sigma_M^2 = \frac{1}{\pi T} \int_{-\omega_N}^{0} \{[R_э(u) - Tx_0]^2 + I_э^2(u)\} du. \tag{10}$$

Определив величину среднеквадратической ошибки из-за МСИ, можно вычислить снижение помехоустойчивости приема из-за действия МСИ. Помехоустойчивость приема определяется соотношением сигнал/помеха, выраженным в децибелах (при заданной вероятности ошибки).

Пусть при отсутствии МСИ помехоустойчивость приема равна 20 lg h, где $h = x_0/\sigma_ш$ — отношение эффективного напряжения основного отсчетного значения x_0

к действующему напряжению $\sigma_ш$ аддитивного гауссового белого шума, действующего в канале связи. Как легко определить, при наличии МСИ, распределенной по нормальному закону, помехоустойчивость приема снижается на величину

$$\Delta_M = 20\lg \frac{x_0}{\sqrt{\sigma_ш^2 + \sigma_M^2}} - 20\lg h = 10\lg(1 + E^2h^2),$$

где $E^2 = \sigma_M^2 / x_0^2$ — представляет собой E-критерий для двоичного сигнала.

С учетом свойств реальной и мнимой частей эквивалентной спектральной характеристики сигнала E-критерий можно вычислить по формуле

$$E^2 = \omega_N \frac{\int\limits_{-\omega_N}^{0} \left\{[R_Э(u) - Tx_0]^2 + I_Э^2(u)\right\} du}{\left[\int\limits_{-\omega_N}^{0} R_Э(u)\, du\right]^2}.$$

Иногда бывает удобно вычислять E-критерий при приеме однополосного сигнала по спектру сигнала в полосе частот от $\omega_0 - \omega_N$ до ω_0. В этом случае квадрат среднеквадратической ошибки из-за МСИ можно определить по формуле

$$\sigma_M^2 = \frac{1}{\pi T} \int\limits_{\omega_0-\omega_N}^{\omega_0} \Big| \boldsymbol{F}_Э(u - \omega_0)\, \sigma(\omega_0 - \omega)\, K_{+Э}(u) -$$

$$- \frac{X_{ЭИ}(u - \omega_0)}{L_Э(u - \omega_0)} \Big|^2 du,$$

где должны использоваться эквивалентные характеристики как переданного спектра сигнала $F_Э\ (u - \omega_0)$, так полосовой цепи $K_{+\,Э}(u)$ и фильтра ФНЧ приема $L_Э\ (u - \omega_0)$, причем $X_{ЭИ}\ (u - \omega_0)$ означает перенос характеристики к частоте ω_0.

СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКАЯ ОШИБКА ПРИ РЕЖЕКТОРНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Определим величину $\sigma^2_м$ в одном интересном для практики случае: режекторной фильтрации на частоте $\omega_р$ $(0 < \omega_р < \omega_N)$. Полагая, что режекторный фильтр

имеет ширину полосы режекции, достаточно узкую по сравнению с частотой Найквиста, спектр сигнала на выходе приемного ФНЧ можно записать в виде

$$V(\omega) = X(\omega)\,[1 - G(\omega - \omega_p) - G^*(-\omega - \omega_p)],$$

где член в квадратных скобках представляет передаточную функцию режекторного фильтра и $G(\omega)$ — коэффициент передачи низкочастотного эквивалента полосового фильтра, частотная характеристика которого обратна характеристике режекторного фильтра. Данному спектру будет соответствовать сигнал (4)

$$v(t) = x(t) - Tx_0\,g(t)\,e^{i\omega_p t} - Tx_0\,g^*(t)\,e^{-i\omega_p t},$$

где $x(t)$ и $g(t)$ — обратные преобразования Фурье от частотных характеристик $X(\omega)$ и $G(\omega)$ соответственно.

Полагая, что сигнал $x(t)$ удовлетворяет условию отсутствия МСИ, и используя вышеприведенную методику для определения величины σ^2м, получим в случае узкополосной режекторной фильтрации

$$\sigma_M^2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty}{}' v_n^2 - (v_0 - x_0)^2 = \frac{Tx_0^2}{2\pi} \int_{-\omega_N}^{\omega_N} [|G(\omega - \omega_p)|^2 +$$

$$+ |G(-\omega - \omega_p)|^2]\,d\omega,$$

где v_n — отсчетные значения сигнала $v(t)$. Приведенная формула достаточно точно аппроксимируется выражением

$$\sigma_M^2 = \Delta f_э \frac{x_0^2}{1/2T} = \frac{\Delta f_э}{F_N} x_0^2, \qquad (11)$$

где

$$\Delta f_э = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2\,d\omega}{2\pi G^2(0)}$$

— эффективная ширина полосы пропускания фильтра по характеристике $G(\omega)$, причем $G(0)$ обычно принимается равным 1 ($F_N = 1/2T$).

Таким образом, получены выражения для определения среднеквадратической ошибки из-за межсимвольной интерференции при приеме двоичного сигнала, переда-

ваемого по каналу видеочастот и с помощью однополосной модуляции. Учитывается случай режекторной фильтрации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **R. W. Lucky, J. Salz, E. J. Weldon.** Jr. Principles of Data Communication, New York, Mc Graw-Hill Book Company, 1968. 408 p.

2. **Тамм Ю. А., Садовский В. Б.** Спектральные методы оценки качества передачи цифровых сигналов. М., «Связь», 1974. 95 с.

3. **Латхи Б. П.** Системы передачи информации. М., «Связь», 1971. 308 с.

4. **L. E. Franks.** Evalution of the Effects of Notich Filters on Digital Data Transmission. — «IEEE Transactions on Communication Technology», 1970, vol, Com-18, N 4, p. 447—449.

УДК 621.391.12: 681.142

В. И. Бакулин

О «ГЛАЗКОВОЙ» ДИАГРАММЕ ПРИ ПАРЦИАЛЬНО-ОТКЛИКОВОМ КОДИРОВАНИИ

ВВОДНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Известно, что неискаженная передача двоичных сигналов через частотно-ограниченную систему возможна, если импульсная реакция системы отвечает условию отсчетности. Если условие отсчетности нарушается, то возникает межсимвольная интерференция (МСИ), снижающая помехоустойчивость приема. Предварительную оценку качества исполнения системы передачи дискретного сигнала частот осуществляют с помощью «глазковой» диаграммы, представляющей собой осциллограмму принимаемого сигнала, полученную в условиях поступления случайной синхронной последовательности символов на вход системы и запуска развертки осциллографа синхронно с частотой манипуляции.

В настоящее время получила распространение техника связи с использованием кодирования двоичного сигнала данных, называемого различно: дуобинарное, парциально-откликовое [1] и т. д. Такое кодирование позволяет формировать спектр сигнала точно в полосе Найквиста ($\omega_N = \pi/T$ — частота Найквиста) и достигнуть эффективности передачи в 2 Бод/Гц. Примеры построе-

ния «глазковой» диаграммы при использовании двоичного и дуобинарного сигналов приведены, например, в [2]. «Глазковая» диаграмма при использовании парциально-откликового кодирования IV и V классов (ПОК-IV и ПОК-V) имеет некоторые особенности. Рассмотрим построение «глазковой» диаграммы для этих случаев кодирования, интересные тем, что спектр сигналов не содержит постоянной составляющей.

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА

Пусть на вход системы поступает последовательность импульсов:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n u(t - nT),$$

где $u(t)$ — одиночный импульс; a_n — амплитуда импульса; T — тактовый интервал.

Принимаемый сигнал определяется через импульсную реакцию тракта передачи $x(t)$ выражением [2]

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t - nT) + \eta(t),$$

где $\eta(t)$ — стационарный шумовой процесс на выходе тракта.

В момент стробирования $t = kT + t_0$ принимаемый сигнал записывается

$$y(kT + t_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(kT + t_0 - nT) + \eta(kT + t_0).$$

После введения сокращений вида $z_k = z(kT + t_0)$ получим отсчетное значение принимаемого сигнала

$$y_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x_{k-n} + \eta_k. \qquad (1)$$

С помощью выражения (1) можно провести анализ прохождения дискретного сигнала по тракту передачи.

УРОВНИ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА ПРИ ПОК-IV

При применении парциально-откликового кодирования IV класса передаточная функция тракта передачи выбирается из условия [1]

$$\dot{X}_{IV}(\omega) = i\,2T\sin\omega T, \quad 0 \leqslant |\omega| \leqslant \omega_N.$$

Отсчетные значения такого тракта удовлетворяют условию отсчетности псевдотроичного сигнала, т. е.

$$x_n = x(nT + t_0) = \begin{cases} \pm 1, & n = \mp 1, \\ 0 & n \neq \mp 1. \end{cases} \tag{2}$$

Отсчетное значение принимаемого сигнала в предположении, что шумовое напряжение отсутствует, записывается после подстановки (2) в (1)

$$y_k = a_{k+1} - a_{k-1}. \tag{3}$$

Выражение (3) показывает, что в отсутствие шума МСИ появляется только от символа, опережающего данный символ на две посылки. Если амплитуда входных символов принимает два возможных значения: $\pm d$, то y_0 имеет три («стабильных») уровня: $\pm 2d$ и 0. Декодер, выполненный с учетом (3), обеспечит правильное восстановление переданной информации.

Когда условие отсчетности ПОК-IV (2) не выполняется, то в принимаемом сигнале появляется МСИ. Запишем отсчетное значение принимаемого сигнала, если (2) не выполняется и полагая $k=0$,

$$y_0 = a_1 x_{-1} + a_{-1} x_1 + \sum_{n=-\infty}^{\infty}{}'' a_n x_{-n}, \tag{4}$$

где Σ'' означает исключение из суммы членов с номерами $n = \pm 1$.

Таким образом, если условие отсчетности (2) не выполняется, то сумма в выражении (4) представляет собой МСИ такого же типа, как и при приеме двоичных сигналов. Неравенство основных отсчетных значений импульсной реакции $|x_1| \neq x_{-1}$ приводит к тому, что число «стабильных» уровней принимаемого сигнала увеличивается до четырех. Возможные значения этих уровней определяются выражениями:

$$\pm(x_{-1} + x_1)\,d \text{ и } \pm(x_{-1} - x_1)\,d.$$

Прибавляя к каждому из четырех уровней член, представляющий МСИ, можно построить «глазковую» диаграмму псевдотроичного сигнала. Распределения МСИ около трех желаемых уровней $[0, \pm(x_{-1} - x_1)\,d]$

принимаемого сигнала оказываются неодинаковыми. Это не позволяет выбрать пороги решения приемника оптимально. На практике для простоты эти пороги устанавливаются равными $\pm 0{,}5\,d(x_{-1}-x_1)$. С этими порогами решения вероятность ошибки в приеме символа из-за действия МСИ и шума будет неодинаковой: для нулевого уровня больше, чем для внешних уровней.

Оценку МСИ можно осуществить с помощью E-критерия [2], как это делалось для дуобинарного сигнала, при этом E-критерий оказывается различным для нулевого и внешних уровней. Значения E-критерия можно определить из выражений:

$$E^2_{\text{нулев.}} = \frac{(x_1 + x_{-1})^2 + \sum\limits_{n=-\infty}^{\infty}{}'' x_n^2}{0{,}25\,(x_{-1} - x_{+1})^2},$$

$$E^2_{\text{внешн}} = \frac{\sum\limits_{n=-\infty}^{\infty}{}'' x_n^2}{0{,}25\,(x_{-1} - x_1)^2}.$$

УРОВНИ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА ПРИ ПОК-V

При применении парциально-откликового кодирования V класса коэффициент передачи тракта должен представлять собой функцию [1]

$$\dot{X}_{\text{V}}(\omega) = 4T\sin^2\omega T, \quad 0 \leqslant |\omega| \leqslant \omega_N.$$

Отсчетные значения импульсной реакции такого тракта определяются

$$x_n = \begin{cases} -1, & n = \pm 2, \\ +2, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0 \pm 2. \end{cases} \tag{5}$$

Подставляя (5) в выражение (1), получаем отсчетное значение принимаемого сигнала (при $k=0$)

$$y_0 = -a_2 + 2a_0 - a_{-2}. \tag{6}$$

Если символы входного сообщения принимают значения $\pm d$, то y_0 может принять одно из пяти значений: $\pm 4d$, $\pm 2d$, 0. Декодер приемника, выполненный с учетом выражения (6), устраняет преднамеренную МСИ

от символов a_2 и a_{-2}. Если импульсная реакция $x(t)$ не является идеальной, т. е. условие (5) не выполняется, то отсчетное значение принимаемого сигнала

$$y_0 = a_2 x_{-2} + a_0 x_0 + a_{-2} x_2 + \sum_{n=-\infty}^{\infty}{}''' a_n x_{-n}, \qquad (7)$$

где Σ''' означает исключение из суммы членов с номерами $n = 0$ и $n = \pm 2$.

Неравенство основных отсчетных значений импульсной реакции $|x_2| \neq 0{,}5\, x_0 \neq |x_2|$ приводит к тому, что число «стабильных» уровней принимаемого сигнала становится равным восьми. Значения напряжения для этих уровней определены в таблице. Отметим, что сумма в выражении (7) представляет собой обычную МСИ.

Таблица

Значение символа			Напряжение уровня
a_2	a_0	a_{-2}	$a_2 x_{-2} + a_0 x_0 + a_{-2} x_2$
$+d$	$+d$	$+d$	$(x_{-2} + x_0 + x_2)d$
$+d$	$+d$	$-d$	$(x_{-2} + x_0 - x_2)d$
$+d$	$-d$	$+d$	$(x_{-2} - x_0 + x_2)d$
$+d$	$-d$	$-d$	$(x_{-2} - x_0 - x_2)d$
$-d$	$+d$	$+d$	$-(x_{-2} - x_0 - x_2)d$
$-d$	$+d$	$-d$	$-(x_2 - x_0 + x_2)d$
$-d$	$-d$	$+d$	$-(x_{-2} + x_0 - x_2)d$
$-d$	$-d$	$-d$	$-(x_{-2} + x_0 + x_2)d$

Добавление к каждому из «стабильных» уровней (см. таблицу) члена, определяющего МСИ, дает возможность построить «глазковую» диаграмму псевдопятиричного сигнала. Процесс определения порогов решения приемника при использовании ПОК-V становится очень сложным. Для простоты их полагают равными

$$\pm 0{,}25d\,(x_{-2} - x_0 + x_2) \text{ и } 0{,}75d\,(x_{-2} - x_0 + x_2).$$

Таким образом, с помощью основных отсчетных значений импульсной реакции тракта определены «стабильные» уровни принимаемого сигнала, с помощью которых облегчается построение «глазковой» диаграммы и приближенно выбираются уровни в приемниках для рассматриваемых случаев кодирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Kretzmer E. R.** Binari Data Communication by Partial Response. — «First IEEE Annual Communications Convention», June 7—9, 1965, Boulder, Colorado; New York, 1965, p. 451—455.

2. **Lucky R. W., Salz J., Weldon E. J.** «Jr. Prinsiples of Data Communication», Mc Graw — Hill Book Company, New York, 1968. p. 408.

УДК 681.372.8

М. Г. Штейнбок

УСТРОЙСТВО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ ДЛЯ СКОРОСТИ 48 кбит/с

ВВЕДЕНИЕ

Передача данных со скоростью 48 кбит/с осуществляется в настоящее время по первичным широкополосным каналам (ПШК), образованным на базе первичных групповых трактов (60—108 кГц) ВЧ систем передачи.

Для исключения взаимного влияния между модулированным сигналом, передаваемым по ПШК, и групповой контрольной частотой 84,14 кГц, используемой в ВЧ системах передачи, в каналоформирующем оборудовании ПШК имеются заграждающие фильтры (ЗФ) на частоту 84, 14 кГц. Наличие ЗФ приводит к появлению всплесков затухания и фазы в частотной характеристике ПШК в диапазоне частот 82—86 кГц. Вследст-

вие этого диапазон частот 82—86 кГц не может быть использован для передачи спектральных компонентов модулированного сигнала.

Известные способы высокоскоростной передачи данных по ПШК заключаются либо в разделении передаваемых данных на два потока и передаче их по двум подканалам с полосами частот 60—82 кГц и 86—108 кГц [1], либо в формировании спектра передаваемого сигнала с провалом на частоте 84 кГц за счет использования псевдотроичного кодирования [2]. Недостатком первого способа является двукратное увеличение объема оборудования, происходящее при реализации двухканального устройства преобразования сигналов (УПС), а недостатком второго способа — увеличение числа позиций передаваемого сигнала, приводящее к снижению помехоустойчивости приема, а также недостаточная ширина провала в спектре сигнала, получаемая при псевдотроичном кодировании. Ниже рассмотрен новый способ высокоскоростной передачи данных по ПШК, лишенный указанных недостатков, и его реализация в УПС на скорость 48 кбит/с.

ПЕРЕДАЧА ОБП СИГНАЛОВ С ВИДОИЗМЕНЕННОЙ ФОРМОЙ СПЕКТРА

Одиночная посылка сигнала, передаваемого методами АМ или ФМ с частично подавленной одной боковой полосой (АМ ОБП или ФМ ОБП), может быть представлена в виде суммы синфазного и квадратурного компонентов, имеющих частоту несущего колебания:

$$u(t) = R(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + Q(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где $R(t)$ и $Q(t)$ — огибающие соответственно синфазного и квадратурного компонентов; ω_0 и φ_0 — частота и начальная фаза несущего колебания.

Спектр посылки (1) $S_u(\omega)$ является суммой спектров синфазного и квадратурного компонентов соответственно $S_r(\omega)$ и $S_q(\omega)$:

$$S_u(\omega) = S_r(\omega) + S_q(\omega). \quad (2)$$

При синхронной демодуляции из принимаемого сигнала выделяют огибающую синфазного компонента. Квадратурный компонент сигнала при этом подавляется. Однако, как видно из (2), изменение формы спектра

квадратурного компонента $S_q(\omega)$ изменяет форму спектра суммарного сигнала $S_u(\omega)$. Поэтому, варьируя на передаче формой $S_q(\omega)$, можно в широких пределах видоизменять форму $S_u(\omega)$, не влияя на форму демодулированного сигнала. В частности, можно подобрать форму $S_q(\omega)$, чтобы в спектре $S_u(\omega)$ получить провал, соответствующий по частоте всплеску затухания и фазы, имеющемуся в частотной характеристике ПШК. Такая возможность иллюстрируется спектрами, представленными на рис. 1.

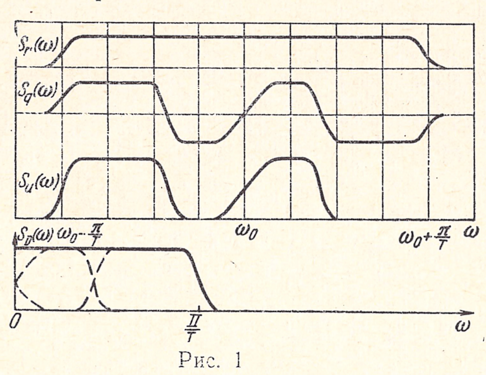


Рис. 1

В центральной части неподавленной боковой полосы спектра $S_u(\omega)$ за счет выбора формы $S_q(\omega)$ получен необходимый провал, в то же время спектр демодулированного сигнала $S_D(\omega)$, представляющий собой сумму боковых полос спектра $S_u(\omega)$, имеет кососимметричный срез и удовлетворяет условию селективности (перенесенные в НЧ область боковые полосы спектра $S_u(\omega)$, образующие спектр демодулированного сигнала $S_D(\omega)$, совпадающий по форме со спектром огибающей синфазного компонента, показаны на рис. 1 пунктиром).

Для рассмотренного случая передачи ОБП сигналов с видоизмененной формой спектра в приложении даны выражения (П.1), (П.2) спектров $S_R(\omega)$ и $S_Q(\omega)$ огибающих синфазного $R(t)$ и квадратурного $Q(t)$ компонентов одиночной посылки, а также приведены рассчитанные на ЭВМ значения этих огибающих.

От обычных методов АМ ОБП и ФМ ОБП можно перейти к передаче сигналов с видоизмененной формой спектра следующим образом: в спектре модулированного передаваемого сигнала уменьшают по амплитуде

частотные компоненты неподавленной боковой полосы, расположенные в диапазоне всплеска затухания и фазы ПШК, и на такую же величину увеличивают по амплитуде частотные компоненты подавленной боковой полосы, расположенные симметрично относительно несущей. При этом в спектре модулированного сигнала появляется провал, а вид демодулированного сигнала не изменяется, поскольку он определяется суммой частотных компонентов, расположенных симметрично относительно несущей, и не зависит от соотношения между их амплитудами.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ УПС

Способ передачи, основанный на формировании провала в спектре передаваемого ФМ ОБП сигнала, не приводящего к изменению формы демодулированного сигнала, был реализован в УПС, предназначенном для передачи данных по ПШК со скоростью 48 кбит/с. Рассмотрим УПС, структурная схема которого показана на рис. 2. Она состоит из передатчика (*Пд*), приемника (*Пм*) и блока опорных частот (*БОЧ*), общего для *Пд* и *Пм*.

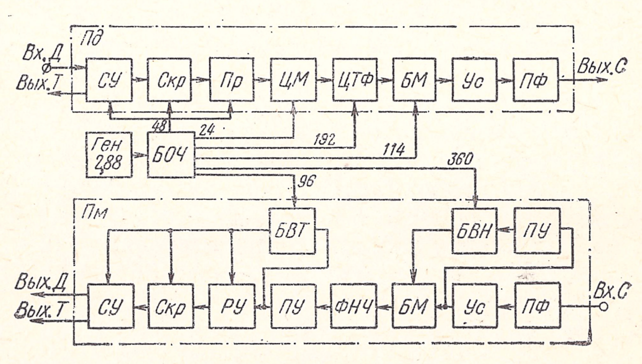


Рис. 2

Опорные частоты, необходимые для работы *Пд* и *Пм*, формируются в *БОЧ* путем деления частоты импульсной последовательности, поступающей от задающего генератора на 2,88 МГц (*Ген 2,88*).

В *Пд* входные сигналы данных («Вх. Д») через согласующее устройство (*СУ*), передающую часть скремб-

лера (*Скр*) и преобразователь в относительный код (*Пр*) поступают на цифровой модулятор (*ЦМ*), в котором они суммируются по модулю 2 с несущим колебанием прямоугольной формы, частота которого равна половине скорости передачи и составляет 24 кГц.

На *СУ*, *Скр* и *Пр* от *БОЧ* поступают тактовые импульсы с частотой 48 кГц. С выхода *СУ* эти импульсы выдаются источнику данных (сигнал «Вых. Т»).

Для конкретной комбинации на рис. 3 показаны формы сигнала данных на входе и выходе *Пр*, формы прямоугольного несущего колебания (*Нес*) и модули-

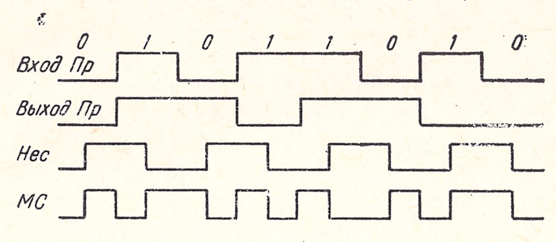


Рис. 3

рованного сигнала (*МС*) на выходе *ЦМ*. Как видно из рис. 3, элементарной посылкой модулированного сигнала является прямоугольный биимпульс, который может быть задан следующим соотношением:

$$u(t)=\begin{cases}-1, & -\frac{T}{2}\leqslant t<0,\\ 1, & 0\leqslant t\leqslant\frac{T}{2},\\ 0, & |t|>\frac{T}{2}.\end{cases} \qquad (3)$$

Спектр биимпульса (3) имеет вид

$$S(\omega)=\mathrm{i}\,T\,\frac{\sin^2\frac{\omega T}{4}}{\frac{\omega T}{4}}. \qquad (4)$$

При передаче со скоростью 48 кбит/с $T=1/48\,000$ с.

С помощью цифрового трансверсального фильтра (*ЦТФ*), включенного на выходе *ЦМ*, из спектра (4) формируют спектр $S_u(\omega)$, заданный соотношением

(П. 3). Спектру $S_u(\omega)$ соответствуют значения временной характеристики $u(t)$, приведенные в таблице приложения.

ЦТФ рассчитан на формирование спектра двоичного модулированного сигнала на несущей частоте 24 кГц, реализуется на основе регистра сдвига с весовыми отводами и сумматором. Для продвижения сигнала по регистру сдвига на *ЦТФ* от *БОЧ* поступают импульсы с учетверенной тактовой частотой 192 кГц [1]. Для подавления высших спектральных компонентов, образующихся при цифровом формировании спектра, на выходе *ЦТФ* включается простейший *ФНЧ* с частотой среза 96 кГц.

Сформированный по спектру сигнал с помощью балансного модулятора (*БМ*) переносят в частотный диапазон ПШК на несущую частоту 90 кГц. Частота переноса, поступающая на *БМ* от *БОЧ*, составляет 114 кГц. Сигнал с выхода *БМ* через усилитель *Ус* и полосовой фильтр *ПФ* поступает на выход *Пд*. Формы спектров $S(f)$ на входе *ЦТФ*, $S'_u(f)$ на входе *ЦТФ* и на выходе *Пд* показаны на рис. 4.

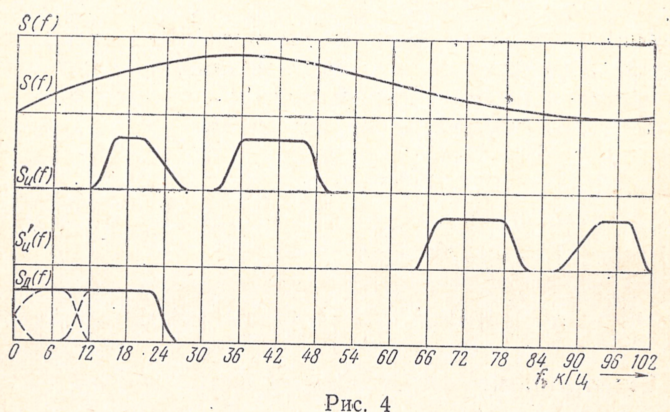


Рис. 4

Входной сигнал («Вх. С»), поступающий из ПШК на вход *Пм*, проходит *ПФ* и *Ус*, после чего с помощью *БМ* и *ФНЧ* осуществляется синхронная демодуляция этого сигнала.

---

[1] Более подробно построение *ЦТФ* рассмотрено в статье Т. М. Гомозовой и М. Г. Штейнбока «Цифровое формирование модулированных сигналов», помещенной в настоящем сборнике.

На рис. 4 изображен спектр $S_D(f)$ демодулированного сигнала, представляющий собой сумму перенесенных в НЧ область боковых полос спектра $S'_u(f)$, показанных на рис. 4 пунктиром. Несущее колебание с частотой 90 кГц, необходимое для синхронной демодуляции, выделяется из принимаемого сигнала в блоке выделения несущей (*БВН*), на вход которого с выхода порогового устройства (*ПУ*) поступает ограниченный модулированный сигнал. С помощью другого *ПУ*, включенного на выходе *ФНЧ*, определяется полярность демодулированного сигнала. В решающем устройстве (*РУ*) сигнал, поступающий с выхода *ПУ*, стробируется в отсчетные моменты времени и декодируется.

Декодированный сигнал данных поступает через приемную часть скремблера *Скр* и *СУ* на выход *Пм* (сигнал «Вых. Д»). Импульсы тактовой частоты 48 кГц, необходимые для работы *РУ* и *Скр*, выделяются в блоке выделения тактов (*БВТ*) из ограниченного демодулированного сигнала, поступающего на вход *БВТ* с выхода *ПУ*. Тактовые импульсы с выхода *БВТ* через *СУ* поступают на выход *Пм* (сигнал «Вых. Т»).

Для получения несущего колебания и тактовых импульсов в *БВН* и *БВТ* применена дискретная система ФАПЧ. Структурная схема устройства синхронизации, общая для *БВН* и *БВТ*, приведена на рис. 5. Устройство синхронизации состоит из блока дифференцирующих цепочек (*ДЦ*), фазового дискриминатора (*ФД*), усредняющего реверсивного счетчика (*РС*), дискретного фазовращателя (*ДФ*) и делителя частоты на 2.

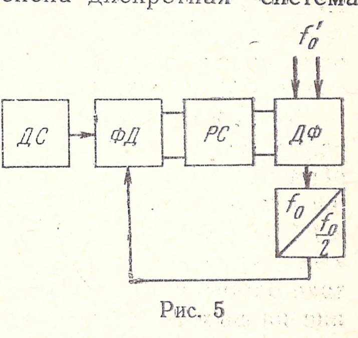


Рис. 5

В блоке *ДЦ* получаются короткие импульсы, совпадающие с переходами через нуль входного сигнала, поступающего с выхода *ПУ*.

С помощью *ФД* определяют знак отклонения фазы подстраиваемого колебания. Сигнал знака, усредненный в *РС*, управляет состоянием *ДФ*, влияя тем самым на фазу колебания на выходе *ДФ*. Структурная схема *ДФ* показана на рис. 6.

Входное колебание *ДФ*, поступающее от *БОЧ*, представляет собой два сдвинутых на 90° меандра с частотой f'_0. В *БВН* f'_0 — учетверенная частота несущей

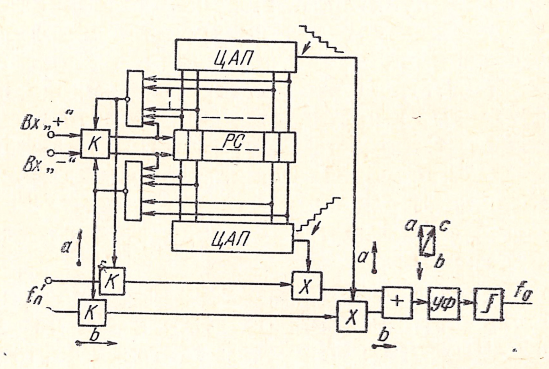


Рис. 6

(360 кГц), в *БВТ* f'_0 — удвоенная тактовая частота (96 кГц). На рис. 6 сдвинутые на 90° меандры условно показаны в виде векторов a и b. В *ДФ* изменяется амплитуда меандров, после чего они суммируются. Фаза суммарного колебания (вектор c на рис. 6) определяется соотношением между амплитудами суммируемых меандров. Фаза выходного сигнала поворачивается на один шаг в *ДФ* за счет изменения на одну градацию соотношения между амплитудами этих меандров.

Для управления амплитудами меандров используется схема, составленная из *РС*, двух цифро-аналоговых преобразователей (*ЦАП*), логических коммутаторов (*К*) и двух перемножителей. При изменении на единицу числа в *РС* под действием входного сигнала знака («Вх +», «Вх —») увеличивается на один шаг напряжение на выходе одного *ЦАП* и уменьшается на один шаг напряжение на выходе другого *ЦАП*. При этом на одну градацию изменяются амплитуды меандров на выходах перемножителей. Сигналы с выходов перемножителей поступают на сумматор, узкополосный фильтр (*УФ*), с помощью которого выделяется первая гармоника суммарного сигнала, и *ПУ* с нулевым порогом срабатывания. На выходе *ПУ* получают меандр с частотой f_0, фаза которого определяется состоянием *РС*.

Двум крайним состояниям *РС* соответствуют фазы выходного колебания, отличающиеся на 90°. При изме-

нении числа, записанного в PC на единицу, фаза выходного колебания изменяется на величину $\Delta\varphi = 90°/C$ (C — емкость). При достижении реверсивным счетчиком крайнего состояния входные сигналы PC переключаются с помощью K, а также изменяются полярности того меандра, амплитуда которого на выходе перемножителя в данном крайнем состоянии принимает нулевое значение (изменение полярности меандра соответствует повороту его фазы на угол 180°). Так как дальнейшее изменение числа в PC осуществляется в обратном направлении, поворот фазы одного из меандров на 180° приводит к переходу фазы суммарного сигнала в соседний квадрант. Таким образом, с помощью рассмотренного *ДФ* можно получить неограниченное число положительных и отрицательных поворотов фазы выходного колебания.

Достоинством устройства синхронизации, в котором используется рассмотренный *ДФ*, является возможность достижения высокой точности подстройки при относительно низкой частоте задающего генератора. В реализованных *БВН* и *БВТ* точность подстройки несущего колебания и тактовых импульсов была равна соответственно 2° и 2%.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ УПС

Устройство преобразования сигнала на скорость 48 кбит/с испытывалось как в лабораторных условиях, так и при работе по реальному ПШК. В лабораторных условиях измерялось соотношение сигнал/шум на входе *Пм*, необходимое для обеспечения коэффициента ошибок (по битам) 10^{-5}. Это соотношение было равно 15 дБ. Линейные испытания УПС проводились шлейфом по ПШК протяженностью 2400 км, составленному из шести участков с использованием каналоформирующего и транзитного оборудования первичных групп. Передача осуществлялась по II и IV первичным группам систем К-1920 и К-60.

Характеристики неравномерности группового времени замедления (ГВЗ) и АЧХ ПШК, снятые при помощи прибора ФЧ-4, показаны соответственно в верхней и нижней части рис. 7. Расстояние между соседними горизонтальными линиями на рис. 7 соответствует 10 мкс по ГВЗ и 1,74 дБ по АЧХ. «Глазковая» диаграмма демо-

дулированного сигнала, полученная при работе по каналу с такими характеристиками, представлена на рис. 8. Соотношение сигнал/шум на выходе ПШК в процессе испытаний находилось в пределах 21—25 дБ. Особен-

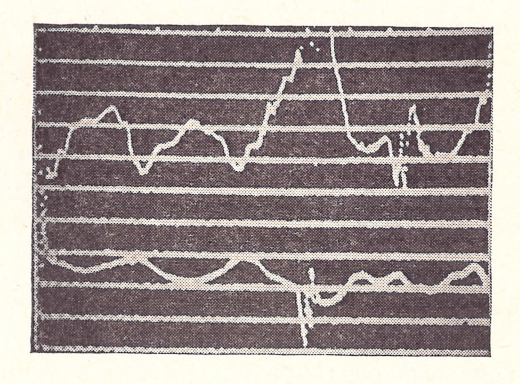


Рис. 7

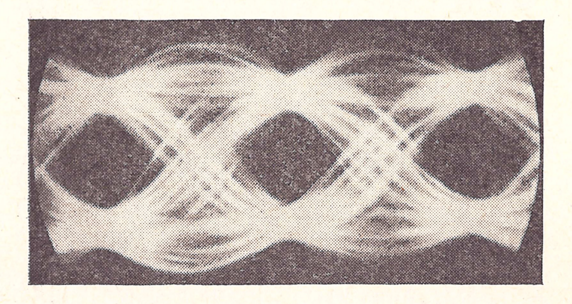


Рис. 8

ностью шумовых характеристик ПШК являлось наличие селективных помех с частотами 67,8; 96 и 104 кГц. Уровень каждой из селективных помех был на 30 дБ ниже уровня сигнала. За 100 ч работы по ПШК средний коэффициент ошибок по битам составил $5 \cdot 10^{-6}$.

В процессе испытаний в тракт передачи, помимо заградительных фильтров ЗФ 84,14 кГц, включились ЗФ 64 кГц и ЗФ 104 кГц. Включение этих дополнительных

ЗФ несколько изменяло характеристики ГВЗ, однако не влияло на качество передачи сигналов по ПШК.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Были рассмотрены новый способ передачи данных по ПШК и его реализация в УПС на скорость 48 кбит/с. Рассмотренный способ основан на специальном формировании спектра передаваемого ОБП сигнала, при котором уменьшают по амплитуде частотные компоненты неподавленной боковой полосы, расположенные в диапазоне всплеска затухания и фазы ПШК, и на такую же величину увеличивают по амплитуде частотные компоненты подавленной боковой полосы, расположенные симметрично относительно несущей. При этом в спектре модулированного сигнала появляется провал, необходимый при работе по ПШК, а демодулированный сигнал остается двухпозиционным, т. е. не снижается помехоустойчивость приема.

Особенностью реализации УПС, в котором применен рассмотренный способ передачи, являются, во-первых, цифровое формирование спектра передаваемого сигнала, имеющего сложную форму, и, во-вторых, использование в *БВН* и *БВТ* дискретного фазовращателя, обеспечивающего высокую точность подстройки несущего и тактового колебаний при относительно низкой (для скорости передачи 48 кбит/с) частоте задающего генератора — 2,88 МГц.

Высокая помехоустойчивость передачи, полученная в процессе испытаний УПС, проходивших на реальном ПШК, а также относительная простота реализации УПС с широким использованием цифровых интегральных микросхем подтвердили эффективность примененного способа передачи.

ПРИЛОЖЕНИЕ

СПЕКТРАЛЬНЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОДИНОЧНОЙ ПОСЫЛКИ ОБП СИГНАЛА ПРИ ПЕРЕДАЧЕ С ВИДОИЗМЕНЕННОЙ ФОРМОЙ СПЕКТРА

Спектр огибающей синфазного компонента одиночной посылки ОБП сигнала (рис. 9*а*)

$$S_R(\omega)=\begin{cases} 1, & 0\leqslant\omega<\dfrac{11\pi}{12T},\\[2mm] \dfrac{1}{2}+\dfrac{1}{2}\cos 6T\left(\omega-\dfrac{11\pi}{12T}\right), & \dfrac{11\pi}{12T}\leqslant\omega<\dfrac{13\pi}{12T},\\[2mm] 0, & \omega\geqslant\dfrac{13\pi}{12T}. \end{cases} \qquad (\text{П.1})$$

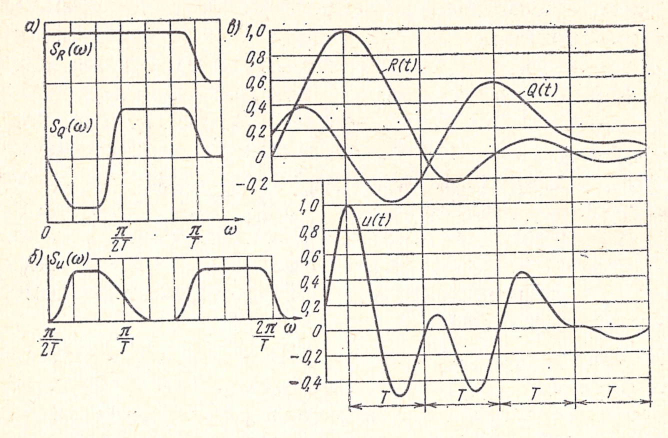


Рис. 9

Спектр огибающей квадратурного компонента одиночной посылки ОБП сигнала (рис. 9*а*)

$$S_Q(\omega)=\begin{cases} -\sin 3T\omega, & 0\leqslant\omega<\dfrac{\pi}{6T},\\[2mm] -1, & \dfrac{\pi}{6T}\leqslant\omega<\dfrac{\pi}{3T},\\[2mm] -\cos 6T\left(\omega-\dfrac{\pi}{3T}\right), & \dfrac{\pi}{3T}\leqslant\omega<\dfrac{\pi}{2T},\\[2mm] 1, & \dfrac{\pi}{2T}\leqslant\omega<\dfrac{11\pi}{12T},\\[2mm] \dfrac{1}{2}+\dfrac{1}{2}\cos 6T\left(\omega-\dfrac{11\pi}{12T}\right), & \dfrac{11\pi}{12T}\leqslant\omega<\dfrac{13\pi}{12T},\\[2mm] 0, & \omega\geqslant\dfrac{13\pi}{12T}. \end{cases}$$

(П.2)

Спектр одиночной посылки ОБП сигнала с провалом в верхней боковой полосе (рис. 9*б*)

Таблица

Приведенные значения временны́х характеристик $R(t)$, $Q(t)$ и $u(t)$ (рис. 9в), спектр которых задан соотношениями (П.1)—(П.3)

n	$R(t)$	$Q(t)$	$u(t)$	n	$R(t)$	$Q(t)$	$u(t)$
0	1,0000	0,0000	1,0000	31	—0,0258	0,1079	0,0763
1	0,9548	0,1663	0,7437	32	—0,0428	0,0744	0,0859
2	0,8264	0,3004	0,1531	33	—0,0473	0,0340	0,0339
3	0,6356	0,3760	—0,3760	34	—0,0393	—0,0058	—0,0247
4	0,4123	0,3782	—0,5336	35	—0,0217	—0,0383	—0,0380
5	0,1901	0,3054	—0,3173	36	0,0000	—0,0593	0,0000
6	0,0000	0,1698	0,0000	37	0,0200	—0,0678	0,0512
7	—0,1352	—0,0055	0,1144	38	0,0332	—0,0659	0,0737
8	—0,2044	—0,1919	—0,0640	39	0,0368	—0,0576	0,0576
9	—0,2091	—0,3602	—0,3601	40	0,0306	—0,0478	0,0261
10	—0,1625	—0,4865	—0,5026	41	0,0170	—0,0438	0,0057
11	—0,0849	—0,5566	—0,3519	42	0,0000	—0,0391	0,0000
12	0,0000	—0,5669	0,0000	43	—0,0156	—0,0431	—0,0080
13	0,0713	0,5250	0,3242	44	—0,0260	—0,0507	—0,0310
14	0,1140	—0,4463	0,4435	45	—0,0288	—0,0580	—0,0590
15	0,1223	—0,3503	0,3503	46	—0,0240	—0,0640	—0,0674
16	0,0987	—0,2560	0,1723	47	—0,0133	—0,0629	—0,0430
17	0,0533	—0,1781	0,0429	48	0,0000	—0,0543	0,0000
18	0,0000	—0,1248	0,0000	49	0,0122	—0,0385	0,0298
19	—0,0471	—0,0963	—0,0074	50	0,0204	—0,0177	0,0256
20	—0,0769	—0,0871	—0,0369	51	0,0226	+0,0045	—0,0045
21	—0,0839	—0,0871	—0,0871	52	0,0187	0,0247	—0,0308
22	—0,0689	—0,0860	—0,1089	53	0,0104	0,0399	—0,0289
23	—0,0377	—0,0754	—0,0704	54	0,0000	0,0480	0,0000
24	0,0000	—0,0511	0,0000	55	—0,0095	0,0490	0,0328
25	0,0341	—0,0140	0,0366	56	—0,0158	0,0441	0,0462
26	0,0562	+0,0304	0,0017	57	—0,0175	0,0357	0,0357
27	0,0619	0,0745	—0,0744	58	—0,0145	0,0262	0,0154
28	0,0512	0,1091	—0,1201	59	—0,0080	0,0181	0,0021
29	0,0282	0,1278	—0,0883	60	0,0000	0,0128	0,0000
30	0,0000	0,1272	0,0000				

Примечания: 1. Значения $R(t)$, $Q(t)$ и $u(t)$ приводятся с учетом того, что $R(-t) = R(t)$, $Q(-t) = -Q(t)$, $u(-t) = u(t)$.

2. $n = 6t/T$.

$$\begin{cases} 0 & 0 \leqslant \omega < \dfrac{\pi}{2T}, \\ \dfrac{1}{2} - \dfrac{1}{2}\cos 6T\left(\omega - \dfrac{\pi}{2T}\right), & \dfrac{\pi}{2T} \leqslant \omega < \dfrac{2\pi}{3T}, \\ 1, & \dfrac{2\pi}{3T} \leqslant \omega < \dfrac{5\pi}{6T}, \end{cases}$$

$$
S_u(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 3T\left(\omega - \frac{5\pi}{6T}\right), & \frac{5\pi}{6T} \leqslant \omega < \frac{7\pi}{6T}, \\ 0, & \frac{7\pi}{6T} \leqslant \omega < \frac{4\pi}{3T}. \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 6T\left(\omega - \frac{4\pi}{3T}\right), & \frac{4\pi}{3T} \leqslant \omega < \frac{3\pi}{2T}, \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 6T\left(\omega - \frac{23\pi}{12T}\right), & \frac{23\pi}{12T} \leqslant \omega < \frac{25\pi}{12T}, \\ 0, & \omega \geqslant \frac{25\pi}{12T}. \end{cases} \qquad (\text{П.3})
$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Sluyter P. J. van Gerwen P. J.** Dual single-sideband modulation for wideband data transmission. — «Electronics Letters», 1971, v. 7, N 21, p. 640—642.

2. **Schüeli A., Tisi F.** Die Einseitenband — Übertragung von Daten mit der dritten Methode. — «Archiv der Elektrischen Übertragung», 1969, B, 23, H. 3, S. 113—121.

УДК 681.372.8

Т. М. Гомозова, М. Г. Штейнбок

ФОРМИРОВАНИЕ СПЕКТРА МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Для получения заданной формы спектра передаваемых сигналов данных в устройствах преобразования сигналов (УПС) используются цифровые трансверсальные фильтры (ЦТФ), выполненные на базе регистров сдвига с весовыми резисторами в отводах [1, 2, 3]. Структурная схема ЦТФ показана на рис. 1. С помощью

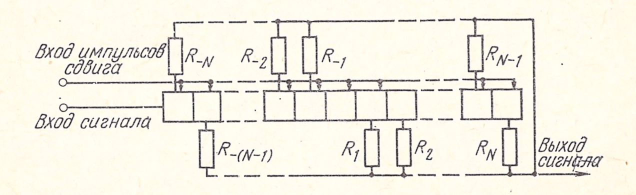


Рис. 1

ЦТФ можно формировать спектры как немодулированных, так и модулированных сигналов, у которых на интервале одной посылки укладывается целое число полупериодов несущего колебания прямоугольной формы [4]. Наиболее просто с помощью ЦТФ может быть сформирован спектр модулированного сигнала, одиночная посылка которого представляет собой прямоугольный биимпульс, заданный следующим соотношением:

$$u(t) = \begin{cases} -1, & -\frac{T}{2} \leqslant t < 0, \\ 1, & 0 \leqslant t < \frac{U}{2}, \\ 0, & t < -\frac{T}{2},\ t \geqslant \frac{T}{2}, \end{cases} \qquad (1)$$

Спектр такого биимпульса имеет вид

$$S_0(\omega) = \mathrm{i}\, T \frac{\sin^2(\omega T/4)}{\omega T/4}\,. \qquad (2)$$

Форма биимпульса (1) и его спектр (2) представлены на рис. 2. Примером такого модулированного сигна-

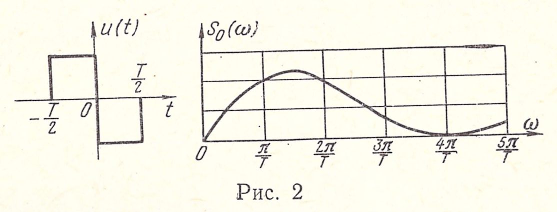


Рис. 2

ла может быть сигнал, полученный путем суммирования по модулю *2* прямоугольных посылок немодулированного сигнала (после соответствующего кодирования) и прямоугольного несущего колебания. Частота несущего колебания равна либо скорости передачи посылок, либо ее половине. В первом случае фронты прямоугольной несущей должны совпадать с фронтами немодулированных посылок, а во втором случае — с их серединами. Примеры форм немодулированного сигнала, прямоугольного несущего колебания и модулированного сигнала для этих двух случаев показаны соответственно на рис. *3а* и *б*. Модулированный сигнал, представляющий собой последовательность биимпульсов, при соответствующем кодировании исходного сигнала может быть использован

при различных методах передачи, которые рассмотрены ниже. С помощью ЦТФ спектру сигнала придают требуемую форму. При необходимости сформированный спектр переносят в частотный диапазон канала связи.

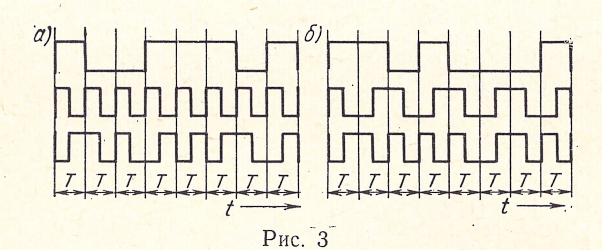


Рис. 3

Спектр сигнала на выходе ЦТФ $S_i(\omega)$ определяется следующим соотношением:

$$S_i(\omega) = S_0(\omega) B(\omega), \qquad (3)$$

где $S_0(\omega)$ — спектр входного сигнала; $B(\omega)$ — коэффициент передачи ЦТФ.

Весовые коэффициенты отводов регистра сдвига b_n, обладающие нечетной симметрией относительно центрального отвода, могут быть определены как коэффициенты Фурье функции $B(\omega)$ по следующей формуле:

$$b_{-n} = -b_n = \frac{\tau}{\pi} \int\limits_0^{\frac{\pi}{\tau}} B(\omega) \sin n\,\omega\tau\, d\omega, \qquad (4)$$

где τ — время задержки одного разряда регистра сдвига; n — номер отвода.

При формировании спектра модулированного сигнала, состоящего из биимпульсов длительности T, время задержки одного разряда регистра сдвига должно составлять $\tau = T/4$. Тогда период повторения частотной характеристики ЦТФ будет равен $8\pi/T$ и паразитные спектральные компоненты сигнала на выходе ЦТФ могут быть подавлены с помощью простого фильтра нижних частот. Для этого случая с учетом (2) и (3) ф-ла (4) принимает вид

$$b_{-n} = -b_n = \frac{T}{4\pi} \int\limits_0^{\frac{4\pi}{T}} S_i(\omega) \frac{\omega T/4}{\sin^2(\omega T/4)} \sin n\,\omega \frac{T}{4}\, d\omega. \qquad (5)$$

Произведем расчет весовых коэффициентов, необходимых для получения заданной формы спектра при следующих методах передачи.

1. Передача методом фазовой модуляции с частично подавленной одной боковой полосой (ФМ ОБП). Спектр одиночной посылки ФМ ОБП сигнала зададим следующим соотношением:

$$S_1(\omega)=\begin{cases} 0, & 0\leqslant\omega<\frac{5\pi}{6T}, \\ \frac{1}{2}-\frac{1}{2}\cos 3T\left(\omega-\frac{5\pi}{6T}\right), & \frac{5\pi}{6T}\leqslant\omega<\frac{7\pi}{6T}, \\ 1, & \frac{7\pi}{6T}\leqslant\omega<\frac{11\pi}{6T}, \\ \frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos 3T\left(\omega-\frac{11\pi}{6T}\right), & \frac{11\pi}{6T}\leqslant\omega<\frac{13\pi}{6T}, \\ 0, & \omega\geqslant\frac{13\pi}{6T}. \end{cases} \qquad (6)$$

2. Передача методом ФМ ОБП с провалом в спектре передаваемого сигнала[1]. Этот метод используется при работе по первичным широкополосным каналам ПШК (60—108 кГц), имеющим всплеск затухания и фазы в диапазоне частот 82—86 кГц, вызванный включением заградительных фильтров ЗФ 84,14 кГц. При скорости передачи 48 кбит/с с помощью ЦТФ на несущей частоте 24 кГц формируют спектр с частично подавленной нижней боковой полосой и провалом в верхней боковой полосе. После переноса в частотный диапазон канала на несущую частоту 90 кГц получают спектр с частично подавленной верхней боковой полосой и провалом в диапазоне 82—86 кГц. Спектр одиночной посылки сигнала на выходе ЦТФ зададим следующим соотношением:

---

[1] Более подробно метод рассмотрен в статье М. Г. Штейнбока «Устройство преобразования сигналов для скорости 48 кбит/с», помещенной в этом же сборнике.

$$S_2(\omega) = \begin{cases} 0, & 0 \leqslant \omega < \dfrac{\pi}{2T}, \\ \dfrac{1}{2} - \dfrac{1}{2}\cos 6T\left(\omega - \dfrac{\pi}{2T}\right), & \dfrac{\pi}{2T} \leqslant \omega < \dfrac{2\pi}{3T}, \\ 1, & \dfrac{2\pi}{3T} \leqslant \omega < \dfrac{5\pi}{6T}, \\ \dfrac{1}{2} + \dfrac{1}{2}\cos 3T\left(\omega - \dfrac{5\pi}{6T}\right), & \dfrac{5\pi}{6T} \leqslant \omega < \dfrac{7\pi}{6T}, \\ 0, & \dfrac{7\pi}{6T} \leqslant \omega < \dfrac{4\pi}{3T}, \\ \dfrac{1}{2} - \dfrac{1}{2}\cos 6T\left(\omega - \dfrac{4\pi}{3T}\right), & \dfrac{4\pi}{3T} \leqslant \omega < \dfrac{3T}{2T}, \\ 0, & \omega \geqslant \dfrac{3\pi}{2T}. \end{cases} \qquad (7)$$

(При передаче со скоростью 48 кбит/с в соотношении (7) $T = 1/48\,000$ с).

3. Передача методом ОБП с использованием двухинтервальных биимпульсов. Двухинтервальный биимпульс представляет собой две разнополярные посылки, сдвинутые на два тактовых интервала. Спектр двухинтервального биимпульса на выходе ЦТФ зададим следующим соотношением:

$$S_3(\omega) = \begin{cases} 0, & 0 \leqslant \omega < \dfrac{\pi}{T}, \\ \sin T\left(\omega - \dfrac{\pi}{T}\right), & \dfrac{\pi}{T} \leqslant \omega < \dfrac{2\pi}{T}, \\ 0, & \omega \geqslant \dfrac{2\pi}{T}. \end{cases} \qquad (8)$$

4. Передача методом ОБП с использованием четырехинтервальных биимпульсов. Этот метод, как и метод 2, находит применение при передаче данных по ПШК, т. е. в спектре четырехинтервального биимпульсного сигнала имеется провал. Спектр такого сигнала на выходе ЦТФ должен иметь вид

$$
S_4(\omega)=\begin{cases} 0, & 0\leqslant\omega<\dfrac{\pi}{T}, \\ \sin 2T\left(\omega-\dfrac{\pi}{T}\right), & \dfrac{\pi}{T}\leqslant\omega<\dfrac{\omega}{2T}, \\ 0, & \omega\geqslant\dfrac{\pi}{2T}. \end{cases} \tag{9}
$$

В частности, при передаче данных со скоростью 48 кбит/с, после переноса спектра (9) в частотный диапазон ПШК на несущую частоту 96 кГц, провал в спектре будет расположен на частоте 84 кГц, что соответствует всплеску затухания и фазы в частотной характеристике ПШК.

5. Передача методом ОБП с использованием трехинтервальных биимпульсов. Это еще один возможный метод работы по ПШК, при котором в спектре передаваемого сигнала имеется провал. Трехинтервальный биимпульс образован из двух разнополярных посылок, сдвинутых на три тактовых интервала. Спектр каждой посылки скруглен по закону приподнятого косинуса. Спектр такого биимпульса на выходе ЦТФ зададим следующим соотношением:

$$
S_5(\omega)=\begin{cases} 0, & 0\leqslant\omega<\dfrac{\pi}{T}, \\ \sin\dfrac{3T}{2}\left(\omega-\dfrac{\pi}{T}\right), & \dfrac{\pi}{T}\leqslant\omega<\dfrac{5\pi}{3T}, \\ -\left[\dfrac{1}{2}+\dfrac{1}{2}\cos\dfrac{3T}{2}\left(\omega-\dfrac{5\pi}{3T}\right)\right]\times & \dfrac{5\pi}{3T}\leqslant\omega<\dfrac{7\pi}{3T}. \\ \times\sin\dfrac{3T}{2}\left(\omega-\dfrac{5\pi}{3T}\right), & \end{cases} \tag{10}
$$

Формы спектров, заданных соотношениями (6)—(10), показаны на рис. 4. Весовые коэффициенты отводов ЦТФ, формирующих эти спектры, определим, подставив в ф-лу (5) соотношения (6)—(10) и выполнив численное интегрирование. Значения весовых коэффициентов приведены в табл. 1. Спектрам $S_1(\omega)\div S_5(\omega)$ соответствуют значения, приведенные в столбцах I—V.

В общем случае, для получения на выходе ЦТФ спектра заданной формы требуется бесконечное число отводов регистра сдвига. Ограничение числа отводов приводит к появлению погрешности в формировании спектра. Если ограничиться $2N$ разрядами регистра сдвига, то коэффициент передачи ЦТФ будет иметь вид полинома

$$B(\omega) = 2i \sum_{n=1}^{N} b_n \sin n\omega \frac{T}{4}. \qquad (11)$$

Форму спектра на выходе ЦТФ для этого случая определим, подставив выражения (2) и (11) в (3):

$$S(\omega) = -2T \frac{\sin^2 \frac{\omega T}{4}}{\frac{\omega T}{4}} \sum_{n=1}^{N} b_n \sin n\omega \frac{T}{4}. \qquad (12)$$

Подставляя в выражение (12) значения b_n из табл. 1, определим формы спектров $S_1(\omega)$ и $S_2(\omega)$, полученных с помощью ЦТФ, у которых число отводов регистра сдвига ограничено следующими значениями: $N = 12$, $N = 20$, $N = 28$ при формировании спектра $S_1(\omega)$ и $N = 20$, $N = 42$, $N = 49$ при формировании спектра $S_2(\omega)$. Вычисленные с помощью ЭВМ значения спектров $S_1(k\Delta\omega)$ и $S_2(k\Delta\omega)$, взятые через интервал $\Delta\omega = \pi/24\,T$ в заданном соотношениями (6) и (7) частотном диапазоне, приведены в табл. 2.

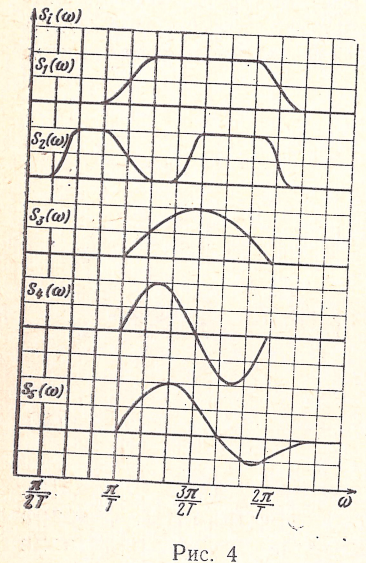


Рис. 4

Неточное воспроизведение спектра на выходе ЦТФ приводит к отклонению формы сигнала от заданной. При приеме цифровых сигналов основное мешающее влияние оказывает отклонение сигнала от заданных значений в отсчетные моменты времени. Для оценки этих отклонений используют так

Таблица 1

n	$b_{-n}=-b_n$				
	I	II	III	IV	V
0	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
1	1,0000	1,0000	1,0000	—0,0987	1,0000
2	0,7001	0,8503	0,7306	0,3397	2,4246
3	—0,3264	0,0908	—0,3679	0,6378	1,6023
4	—0,6732	—0,0824	—0,8575	0,0023	—2,0276
5	—0,1816	0,2759	—0,2811	—0,8959	—3,7165
6	0,2036	0,2013	0,4338	0,7314	—0,5504
7	0,1015	—0,4304	0,4419	0,3984	3,1176
8	—0,0020	—0,7583	—0,0024	1,0000	2,3462
9	0,1250	—0,3954	—0,2163	0,3491	—0,9226
10	0,1395	0,0888	—0,0906	—0,5618	—1,9095
11	—0,0807	0,2103	0,0195	—0,5996	—0,4039
12	—0,1975	0,1612	0,0174	0,0015	0,5559
13	—0,0603	0,1902	—0,0243	0,3152	0,1993
14	0,0711	0,1717	0,0579	0,1388	0,0035
15	0,0394	0,0284	0,0828	—0,0296	0,3030
16	—0,0002	—0,0333	0,0008	0,0228	0,2401
17	0,0447	0,0572	-0,0596	0,0355	—0,1989
18	0,0509	0,0690	—0,0306	—0,0924	—0,3375
19	—0,0301	—0,0870	0,0067	—0,1328	—0,1212
20	—0,0722	—0,1779	—0,0028	0,0003	0,0502
21	—0,0210	—0,0750	—0,0071	0,1004	0,0954
22	0,0250	0,0281	0,0231	0,0510	0,1232
23	0,0118	—0,0186	0,0340	—0,0131	0,0978
24	—0,0012	—0,0820	—0,0010	0,0041	—0,0002
25	0,0156	—0,0267	—0,0287	0,0134	—0,0756
26	0,0177	0,0606	—0,0143	—0,0393	—0,0891
27	—0,0078	0,0744	0,0051	—0,0603	—0,0691
28	—0,0199	0,0641	—0,0005	0,0006	—0,0128
29	—0,0063	0,0774	—0,0048	0,0508	0,0617
30	0,0042	0,0510	0,0112	0,0262	0,0850
31	0,0015	—0,0317	0,0191	—0,0081	0,0427
32	0,0005	—0,0688	0,0005	0,0020	—0,0080
33	0,0034	—0,0207	—0,0163	0,0088	—0,0371
34	0,0022	0,0116	—0,0090	—0,0220	—0,0516
35	—0,0003	—0,0319	0,0025	—0,0367	—0,0423
36	0,0005	—0,0696	—0,0006	—0,0011	—0,0049
37	0,0003	—0,0339	—0,0030	0,0314	0,0332
38	—0,0021	0,0201	0,0074	0,0178	0,0477
39	—0,0014	0,0295	0,0129	—0,0041	0,0369
40	—0,0005	0,0205	0,0008	0,0011	0,0045
41	—	0,0278	—0,0111	0,0048	—0,0334
42	—	0,0274	—0,0069	—0,0155	—0,0455
43	—	0,0046	0,0011	—0,0249	—0,0240
44	—	—0,0057	0,0000	—0,0001	0,0047
45	—	0,0094	—0,0011	0,0222	0,0218
46	—	0,0102	0,0058	0,0123	0,0300
47	—	—0,0181	0,0085	—0,0030	0,0258
48	—	—0,0347	—0,0005	0,0011	0,0032
49	—	—0,0164	—0,0080	0,0036	—0,0228
50	—	0,0045	—0,0038	—0,0120	—0,0301

Таблица 2

k	$S_1(k\Delta\omega)$			$S_2(k\Delta\omega)$		
	$N=12$	$N=20$	$N=28$	$N=20$	$N=42$	$N=49$
12	—	—	—	0,1057	0,0008	—0,0024
13	—	—	—	9,2526	0,1669	0,1526
14	—	—	—	0,4498	0,4872	0,4914
15	—	—	—	0,6673	0,8210	0,8383
16	—	—	—	0,8758	1,0118	1,0079
17	—	—	—	1,0353	1,0295	1,0107
18	—	—	—	1,1110	0,9841	0,9895
19	—	—	—	1,1024	0,9859	1,0078
20	0,0560	—0,0009	0,0000	1,0252	1,0121	1,0076
21	0,1360	0,0628	0,0471	0,8968	0,9680	0,9455
22	0,2399	0,1728	0,1497	0,7590	0,8456	0,8511
23	0,3570	0,3200	0,3048	0,6140	0,6751	0,7001
24	0‘4893	0,4959	0,4993	0,4789	0,5040	0,4993
25	0,6172	0,6673	0,6880	0,3493	0,3227	0,2972
26	0,7498	0,8300	0,8561	0,2284	0,1459	0,1508
27	0,8543	0,9393	0,9552	0,1052	0,0219	0,0486
28	0,9366	1,0018	0,9998	—0,0041	—0,0048	—0,0093
29	0,9939	1,0228	1,0078	—0,0802	0,0194	—0,0078
30	1,0262	1,0164	1,0012	—0,0991	0,0119	0,0161
31	1,0368	0,9994	0,9954	—0,0424	—0,0306	—0,0030
32	1,0310	0,9860	0,9955	0,0934	—0,0067	—0,0104
33	1,0159	0,9837	0,9993	0,2926	0,1804	0,1577
34	0,9990	0,9920	1,0036	0,5225	9,5051	0,5087
35	0,9751	0,9938	0,9960	0,7334	0,8188	0,8465
36	0,9675	1,0006	0,9973	0,9003	1,0023	1,0002
37	0,9699	1,0007	0,9999	0,9992	1,0335	1,0071
38	0,9803	0,9947	1,0010	1,0316	0,9938	0,9965
39	0,9950	0,9880	0,9987	1,0196	0,9743	1,0009
40	1,0090	0,9897	0,9943	0,9943	0,9959	0,9952
41	1,0229	1,0028	0,9988	0,9879	1,0225	0,9978
42	1,0183	1,0172	1,0049	1,9990	1,0078	1,0088
43	0,9855	1,0145	1,0044	1,0138	0,9733	0,9979
44	0,9371	0,9956	0,9987	1,0242	0,9879	0,9890
45	0,8583	0,9323	0,9513	0,9870	1,0291	1,0069
46	0,7610	0,8287	0,8549	0,8932	1,0106	1,0096
47	0,6394	0,6774	0,6952	0,7284	0,8218	0,8434
48	0,5092	0,5037	9,5013	0,5212	0,4961	0,4991
49	0,3782	0,3290	0,3074	0,3045	0,1767	0,1567
50	0,2546	0,1758	0,1484	0,1151	—0,0012	—0,0048
51	0,1439	0,0605	0,0451	—	—	—
52	0,0554	0,0072	—0,0011	—	—	—
ε	0,0602	0,0104	0,0038	0,0748	0,0452	0,0044

называемый ε-критерий, величина которого может быть определена по отсчетам как временно́й, так и спектральной характеристик сигнала:

$$\varepsilon = \frac{1}{u_0}\left(\sum_{\substack{m=-\infty \\ m\neq 0}}^{\infty} \Delta u_m^2\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{\overline{(\Delta S_k^2)}^{\frac{1}{2}}}{\overline{S_k}}, \tag{13}$$

где u_0 — основное отсчетное значение одиночной посылки сигнала; Δu_m — отклонение хвостов одиночной посылки сигнала от нулевых значений в отсчетные моменты времени; $\overline{\Delta S^2_k}$ — среднеквадратичное отклонение отсчетов эквивалентного спектра Найквиста (ЭСН) от среднего значения отсчетов ЭСН; $\overline{S_k}$ — среднее значение отсчетов ЭСН (отсчеты спектров $S_1(k\Delta\omega)$ и $S_2(k\Delta\omega)$, приведенные в табл. 2, пронормированы относительно $\overline{S_k}$). Для спектров, приведенных в табл. 2, отсчеты ЭСН определяются следующим соотношением:

$$S_k = \begin{cases} 0, & k = 0, \cdot\cdot\cdot, 23, \\ S\left(k\frac{\pi}{24T}\right) + S[(48-k)]\frac{\pi}{24T} + & k = 24, \cdot\cdot\cdot, 48, \\ + S\left[(96-k)\frac{\pi}{24T}\right], & \\ 0, & k = 49, \cdot\cdot\cdot, \infty. \end{cases} \tag{14}$$

Значения ε-критерия, вычисленные по ф-ле (13) с учетом соотношения (14), приведены в нижней части табл. 2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Kok A.** Synthesis and analisis of synchronous data signals realized by means of transversal filters. — «Het PTT-Bedrijf Deel XVII», 1970, Aug., N 1, p. 8—23.

2. **Choquet M. F., Nussbaumer H. J.** Generation of synchronous data transmission signals by digital echo modulation. — «IBM-Journal Res. and Develop.», 1971, Sept., v. 15, N 5, p. 364—377.

3. **Kalet J., Weinstein S.** In-band generation of synchronous linear data signals. — «IEEE Trans. on Communications», 1973, Okt., v. COM-21, N 10, p. 1116—1122.

4. **van Gerwen J. P., van der Wurf P.** Data modems with Integrated digital filters and Modulators. — «IEEE Trans. on Communication Technology», 1970, June, v. COM-18, N 3, p. 214—222.

УДК 621.327.8: 621.395

А. М. Боград

РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ

В настоящее время синхронные методы передачи дискретной информации широко распространены благодаря большой помехоустойчивости и эффективности использования канала связи. Для реализации синхронных методов передачи информации в устройстве преобразования сигналов (УПС) должно быть предусмотрено устройство синхронизации (УС), выделяющее тактовую последовательность импульсов из принимаемого сигнала. Тем самым устанавливается соответствие между значащими моментами единичных элементов на приеме и передаче. В аппаратуре передачи данных широко используются УС, реализованные по принципу косвенной подстройки частоты кварцевого генератора. Они используют синхронизирующую информацию, выделяемую при передаче информационной последовательности из сигнала на выходе детектора.

Структурная схема устройства синхронизации приведена на рис. 1. Эта схема включает в себя кварцевый

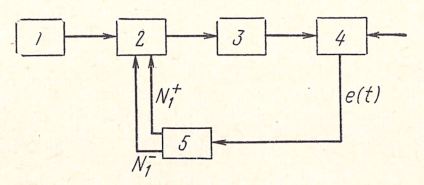


Рис. 1: *1* — генератор импульсной последовательности; *2* — устройство управления; *3* — делитель частоты; *4* — фазовый дискриминатор; *5* — реверсивный счетчик

генератор *Г*, устройство управления *УУ*, «добавляющее» или «вычитающее» импульс из импульсной последовательности генератора, делитель частоты, фазовый дискриминатор и реверсивный счетчик *РС*.

Основной задачей УС является формирование тактовой последовательности импульсов, моменты появления

которых совпадают со средним положением выделенных значащих моментов. Величину отклонения тактовой последовательности импульсов от среднего положения выделенных значащих моментов будем называть погрешностью устройства синхронизации ξ. Так как погрешность УС является случайной величиной, то для ее оценки будем использовать статистические параметры: математическое ожидание величины погрешности $<\xi>$ и дисперсию величины погрешности $\sigma^2(\xi)$.

В [1] получены зависимости величин $\sigma^2(\xi)$ и $<\xi>$ от характеристик устройства синхронизации; коэффициента деления делителя частоты n и емкости реверсивного счетчика k при отсутствии расхождения частот генераторов передачи и приема.

Основной целью данной статьи являются определение величин $<\xi>$ и $\sigma^2(\xi)$ при наличии расхождения частот генераторов передачи и приема и выбор оптимальной характеристики n и k, минимизирующей суммарную погрешность устройства синхронизации, определяемую как $\xi_0 = <\xi> + \sigma(\xi)$.

Определим величину $<\xi>$. Для обеспечения синхронизма, при расхождении частот генераторов приема и передачи, схема подстройки УС должна обеспечивать в среднем количество импульсов подстройки, определяемое из равенства

$$f_1 = f_2 + (N_1^+ - N_1^-)/n,$$

где f_1 — частота передачи информационной последовательности; f_2 — частота тактовой последовательности импульсов в разомкнутом устройстве синхронизации; N^+_1, N^-_1 — количество импульсов «добавления» и «вычитания» соответственно на выходе РС.

Используя понятие относительной величины расхождения частот генераторов приема и передачи ξ_f, предыдущее выражение можно записать

$$N_1^+ - N_1^- = \xi_f n f_1. \quad (1)$$

Таким образом, для компенсации расхождения частот необходимо преобладание количества импульсов «добавления», если $\xi_f > 0$, и преобладание количества импульсов «вычитания», если $\xi_f < 0$. Обозначим вероятность появления символа ошибки на выходе фазового дискриминатора $e(t)$, равного «1», через p_1, а символа ошибки $e(t)$, равного «—1», через $q_1 = 1 - p_1$. Вероят-

ность появления импульса «добавления» на выходе реверсивного счетчика P_2 получим, используя теорию случайных блужданий [2]:

$$P_2 = 1 - \frac{(q_1/p_1)^{2k} - (q_1/p_1)^k}{(q_1/p_1)^{2k} - 1}. \qquad (2)$$

Здесь k — емкость реверсивного счетчика, равная $k=2^l$, где l — число разрядов реверсивного счетчика. Учтем, что среднее количество символов ошибки $e(t)$, необходимое для появления одного импульса на выходе реверсивного счетчика,

$$L = \frac{k}{q_1 - p_1}\left[1 - 2\,\frac{1-(q_1/p_1)^k}{1-(q_1/p_1)^{2k}}\right]. \qquad (3)$$

Тогда разность между количеством импульсов «добавления» и «вычитания» на выходе реверсивного счетчика за одну секунду в среднем получим

$$N_1^+ - N_1^- = N(2P_2 - 1)/L. \qquad (4)$$

Здесь N — количество значащих моментов в передаваемой информационной последовательности $\{a_i\}$ за одну секунду, равное

$$N = 2f_1/[1 - B(1)],$$

где

$$B(1) = \lim_{l\to\infty}\frac{1}{2l+1}\sum_{i=-l}^{l} a_i a_{i+1}.$$

После несложных алгебраических преобразований выражения (4) с учетом (2) и (3) получим

$$N_1^+ - N_1^- = (p_1 - q_1)\,N/k.$$

Используя (1), предыдущее выражение может быть записано

$$p_1 - q_1 = 2\xi_f\,nk/[1 - B(1)]. \qquad (5)$$

Следовательно, положение импульсов тактовой последовательности относительно среднего положения выделенных значащих моментов при расхождении частот генераторов передачи и приема должно быть таким, чтобы разность вероятностей появления символов ошибки $e(t)=1$ и $e(t)=-1$ удовлетворяла выражению (5). Для определения величины $<\xi>$ необходимо знать

плотность распределения случайной величины смещения выделенных значащих моментов. Пусть плотность распределения случайной величины смещения значащих моментов от среднего положения $W(\xi)$ подчиняется равномерному закону распределений в диапазоне значений от $-C$ до C, т. е. $W(\xi)=1/2C$. Тогда величина p_1-q_1 будет равна: $p_1-q_1=\langle\xi\rangle/C$. Преобразуем предыдущее выражение с учетом (5):

$$\langle\xi\rangle = 2C\,\xi_f\, nk/[1-B(1)]. \tag{6}$$

Полученное выражение позволяет определить математическое ожидание величины смещения тактовой последовательности импульсов в зависимости от характеристик (n, k) УС, относительной величины расхождения частот генераторов передачи и приема (ξ_f) и структуры передаваемой информации $[B(1)]$. При хаотическом характере передаваемой информации $[B(1)]=0$, тогда выражение (6) будет равно

$$\langle\xi\rangle = 2C\,\xi_f\, nk.$$

Используя величину дисперсии смещения выделенных значащих моментов $\sigma^2_{вх}(\xi)$, предыдущее выражение может быть записано

$$\langle\xi\rangle = 3{,}4\xi_f\sigma_{вх}(\xi)\, nk. \tag{7}$$

Для определения $\sigma^2(\xi)$ было проведено моделирование работы УС на ЭВМ. По результатам моделирования была получена эмпирическая формула для расчета при равномерном законе распределения $W(\xi)$:

$$\sigma(\xi)\approx(1-20\langle\xi\rangle^2)\sqrt{\frac{\sigma_{вх}(\xi)}{nk}}\,. \tag{8}$$

Выражение (8) справедливо при $n\gg1$. Таким образом, суммарная погрешность УС при расхождении частот генераторов передачи и приема равна

$$\xi_0 = 3{,}4\xi_f\sigma_{вх}(\xi)\, nk + (1-20\langle\xi^2\rangle)\sqrt{\sigma_{вх}(\xi)/nk.} \tag{9}$$

Обозначим $M=nk$. Минимизируем величину суммарной погрешности, изменяя величину M, при условии, что $\langle\xi\rangle\ll1$. Для этого необходимо, чтобы $\partial\xi_0/\partial M=0$. Из выражения (9) получим

$$\frac{\partial\,\xi_0}{\partial M} = 3{,}4\,\xi_f\sigma_{вх}(\xi) - \frac{1}{2}\sqrt{\sigma_{вх}(\xi)}\,M^{-\frac{3}{2}} = 0.$$

Находим оптимальную величину M:

$$M \approx 0{,}3 \Big/ \sqrt[3]{\xi_f^2 \sigma_{\text{вх}}(\xi)}. \qquad (10)$$

Полученное выражение позволяет определить оптимальную величину произведения nk, при которой суммарная погрешность устройства синхронизации достигает минимума.

Таким образом, в статье получены выражения для определения математического ожидания и дисперсии величины отклонения тактовой последовательности импульсов на выходе устройства синхронизации при расхождении частот генераторов передачи и приема, а также определено оптимальное значение произведения nk.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Шляпоберский В. И.** Основы техники передачи дискретных сообщений. М., «Связь», 1973. 480 с.

2. **Феллер В.** Введение в теорию вероятностей и ее приложения. Пер. с англ. под ред. Е. Б. Дынкина. М., «Мир», 1964. 498 с.

УДК 681.323

А. А. Вельможина, В. М. Симкина

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОГРАММ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРОГРАММЫ ПД

Алгоритмы защиты от ошибок, применяемые в системах передачи данных (СПД), могут быть реализованы аппаратурно, программно, полупрограммно.

При программном методе указанный алгоритм реализуется на универсальной ЭВМ с помощью специальной программы передачи данных (ПД), при этом программа ПД работает совместно с другими вычислительными программами, среди которых находятся программы источника и потребителя информации системы ПД, т. е. программа ПД работает в режиме мультипрограммирования.

Выбор того или иного метода построения алгоритма определяется конкретными условиями и технико-экономическими соображениями.

Программный метод имеет ряд преимуществ перед аппаратурным при сравнении их по следующим крите-

риям: гибкости, надежности, экономическим затратам, времени разработки, объему оборудования. Принцип программного метода заключается в следующем. Поступающая поразрядно из дискретного канала информация накапливается в аппаратуре сопряжения (АС) в виде комбинаций определенной длины, причем длина комбинации задается программой ПД.

Из АС накопленные комбинации поступают в программу ПД, где и обрабатываются. Правильно принятая комбинация (после декодирования) выдается потребителю. От источника информация поступает в программу ПД, где кодируется и пересылается в ячейку АС, откуда поразрядно (с тактовой частотой модулятора) передается в дискретный канал связи. Роль источника и потребителя выполняет соответствующая программа. Так как АС обычно обеспечивает работу большого числа трактов, то программа ПД должна обслуживать все направления, работающие по одному или по нескольким алгоритмам.

Так как программа ПД работает в мультипрограммном режиме, то ей выделяются определенный ограниченный объем памяти и ограниченная часть машинного времени, т. е. определенные технические возможности. Программа ПД работает в реальном масштабе времени с высокой скоростью, зависящей от скорости передачи информации по каналам связи и от длины принимаемых комбинаций. Ее пуск производится через систему прерывания с периодом, не большим периода накопления кодовых комбинаций в АС. Временна́я диаграмма запуска программы ПД приведена на рис. 1, где

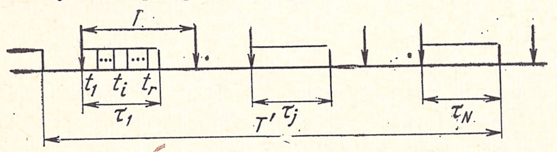


Рис. 1

T — период пуска программы ПД, t_i — время выполнения программы в одном «проходе» при обслуживании одного тракта ПД. Обслужив все r трактов, программа ПД заканчивает работу в данном «проходе» и управление передается вычислительным программам, выполнение которых вновь прерывается при следующем пуске программы ПД.

Чем рациональнее используется ЭВМ, тем эффективнее оказывается программный метод реализации алгоритмов защиты от ошибок. Для рационального использования ЭВМ необходима оптимизация программ ПД. За критерий оптимальности можно принять минимальную стоимость программной реализации алгоритма:

$$C = C_1 \beta(\tau_0) + C_2 \beta(R_0), \quad (1)$$

где C_1 — стоимость арифметического и управляющего устройств ЭВМ; C_2 — стоимость запоминающего устройства ЭВМ с объемом R_0; $\beta(\tau_0)$ — часть машинного времени, затрачиваемого на программу ПД (загрузки производительности ЭВМ); $\beta(R_0)$ — часть запоминающего устройства ЭВМ, используемая при построении программы ПД [4].

Задача оптимизации программ достаточно сложна. В литературе отражены лишь отдельные математические методы решения частных задач.

Прежде всего применяется так называемое «ювелирное программирование», при котором изыскиваются любые возможности сокращения числа машинных операций. Анализ и оптимизация небольших участков программы могут привести к значительному выигрышу в машинном времени. Работа по анализу и сокращению программы несравнимо более трудоемкая, чем работа по ее составлению. При этом необходимы не только тщательный анализ программы, отличное знание машинных операций, но и высокая квалификация программистов. Поэтому вопрос разработки способов оптимизации программы ПД представляется актуальным.

Распространенный способ записи программ в виде структурной схемы мало подходит для оценки характеристик последних из-за его ограниченной обозримости. Для оптимизации программ удобно представлять их в виде ориентированных графов. Любую программу можно представить как совокупность операционных, решающих элементов и соединяющих их дуг [2,5]. Под операционными элементами понимаются отдельные команды, выполняемые машиной. Особый вид команд — условные переходы — выведен в отдельную группу решающих элементов.

Графы программ с представлением каждой команды в виде отдельной вершины получаются весьма громоздкими. Поэтому вершинами графа удобно изображать

целые группы команд, объединенных каким-либо общим признаком. В частном случае вершиной графа может быть отдельная команда. Получившиеся при этом графы программ сокращаются по размерам в несколько раз и становятся более обозримыми, что облегчает оценку характеристик программы.

Рассмотрим вопрос оптимизации программы ПД, обслуживающей один канал ПД, укрупненная структурная схема которой представлена на рис. 2*а*. Эта схема

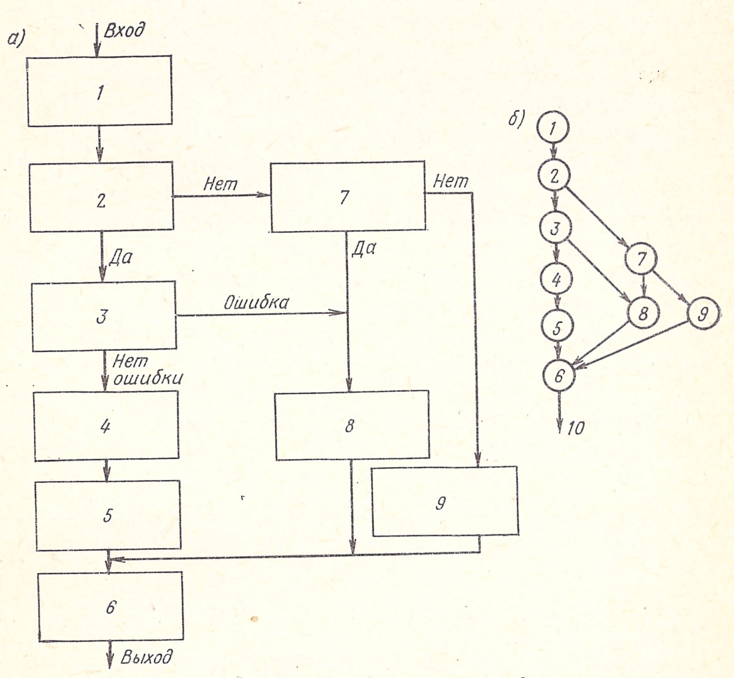


Рис. 2: *1* — прием информации из канала; *2* — режим приема—передачи; *3* — декодирование; *4* — выдача комбинации потребителю; *5* — кодирование информации; *6* — выдача комбинации в канал; *7* — переспрос; *8* — режим переспроса; *9* — режим фазирования по циклам

представлена в виде ориентированного графа (рис. 2*б*), номера вершин которого соответствуют номерам блоков схемы.

По графу можно оценить основные качественные и количественные характеристики программы. Для этого

каждой вершине графа приписываются различные значения физических величин: время реализации либо число операций, выполняемых каждой вершиной; число ячеек, необходимых для выполнения операций каждой вершиной; вероятность выполнения операций каждой вершиной.

Процесс оценки состоит из следующих этапов:

определения количества операций, содержащихся в блоках, представленных вершинами графа, либо времени, затрачиваемого на выполнение операций каждой вершиной (временно́й вес вершины — T_j);

определения вероятностей использования каждой вершины графа при реализации программы (вероятностный вес вершины P_j);

описания основных массивов памяти для хранения чисел и команд (вес вершин по объему памяти R_j).

Реализация программой ПД той или иной ветви является случайным процессом, определяемым вероятностью возникновения того или иного режима в канале ПД. При этом каждую j-ю вершину графа можно характеризовать вероятностным весом вершины (P_j).

Для определения P_j рассматриваемый граф следует представить в виде марковского графа, т. е. приписать каждой дуге графа (i, j) значения вероятности перехода от вершины i к вершине j. Матрица $P=|P_j|$ для графа выглядит следующим образом:

$$\mathbf{P}=\begin{vmatrix}
0 & P_{1,2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & P_{2,3} & 0 & 0 & 0 & P_{2,7} & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & P_{3,4} & 0 & 0 & 0 & P_{3,8} & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & P_{4,5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & P_{5,6} & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & P_{6,10}\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & P_{7,8} & P_{7,9} & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & P_{8,6} & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & P_{9,6} & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{vmatrix}.$$

Для марковского графа $\sum_{j=1}^{n} P_{ij}=1$ для $i=1, 2, ..., n$, где n — число вершин графа, т. е. выполняются следующие равенства:

$$P_{2,3}+P_{2,7}=1,\ P_{3,4}+P_{3,8}=1,\ P_{7,8}+P_{7,9}=1,$$

$$P_{1,2}=P_{4,5}=P_{5,6}=P_{6,\ 10}=P_{8,6}=P_{9,6}=1.$$

Изменение вероятностей использования вершин при движении вдоль какого-нибудь пути графа можно на-

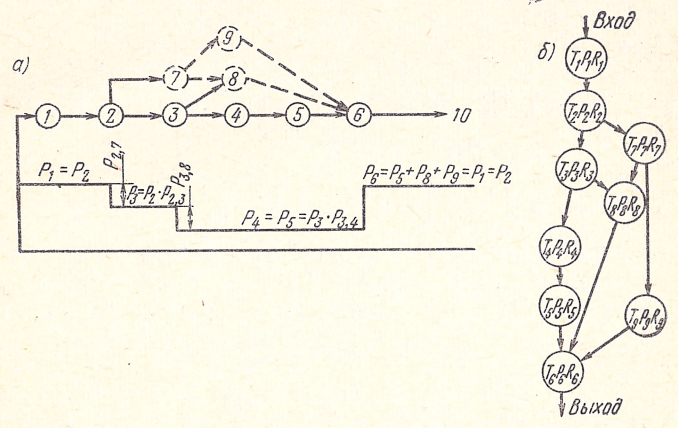


Рис. 3

глядно представить в форме «эпюр» вероятностей, как показано на примере основного (режима приема — передачи тракта ПД) пути из начального узла в конечный: *1, 2, 3, 4, 5, 6* (рис. 3*а*). Из рис. 3*а* видно:

$$P_1=P_2,$$

$$P_3=P_2P_{2,3},$$

$$P_4=P_5=P_3P_{3,4}=P_2P_{2,3}P_{3,4},$$

$$P_7=P_2P_{2,7}=P_2(1-P_{2,3}),$$

$$P_8=P_7P_{7,8}+P_3P_{3,8}=P_2(1-P_{2,3})P_{7,8}+P_2P_{2,3}(1-$$

$$-P_{3,4})=P_2P_{7,8}-P_2P_{2,3}P_{7,8}+P_2P_{2,3}-P_2P_{2,3}P_{3,4},$$

$$P_9=P_7P_{7,9}=P_2(1-P_{2,3})(1-P_{7,8}),$$

$$P_6 = P_3 P_{3,4} + P_8 + P_9 = P_2 P_{2,3} P_{3,4} + P_2 P_{7,8} - P_2 P_{2,3} P_{7,8} +$$
$$+ P_2 P_{2,3} - P_2 P_{2,3} P_{3,4} + P_2 - P_2 P_{2,3} - P_2 P_{7,8} +$$
$$+ P_2 P_{2,3} \times P_{7,8} = P_2,$$

т. е. $P_6 = P_1 = P_2$.

Учитывая, что $P_1 = 1$, получим:

$$P_1 = P_2 = P_6 = 1,$$
$$P_3 = P_{2,3},$$
$$P_4 = P_5 = P_{2,3} P_{3,4},$$
$$P_7 = 1 - P_{2,3},$$
$$P_8 = P_{7,8} - P_{2,3} P_{7,8} + P_{2,3} - P_{2,3} P_{3,4} = P_{2,3} (1 - P_{3,4}) +$$
$$+ P_{7,8} (1 - P_{2,3}),$$
$$P_9 = (1 - P_{2,3})(1 - P_{7,8}). \qquad (2)$$

Значения $P_{2,3}$; $P_{3,4}$; $P_{7,8}$ можно определить либо исходя из модели ошибок канала ПД [3], либо эмпирически. Зная вероятности переходов, из последних равенств (2) вычислим вероятности реализации каждой из вершин графа G.

Каждую вершину графа G можно характеризовать также и временным весом T_j. Зная число операций, содержащихся в вершине, и время выполнения блока, представленного вершиной, можно определить все T_j по формуле: $T_j = \sum_{h=1}^{u} N_{hj} \alpha_h / L_к$, где $L_к$ — число коротких операций, выполняемых машиной за единицу времени; N_{hj} — число машинных операций h-го типа, содержащегося в j-й вершине графа, $h = 1, 2, ..., u$; α_h — отношение длительности операции h-го типа t_h к длительности самой короткой машинной операции $t_к$, т. е. $\alpha_h = t_h / t_к$.

Средняя загрузка ЭВМ программой ПД $\beta(\tau_0)$ будет выражена следующим образом:

$$\beta(\tau_0) = \frac{1}{T} \sum_{j=1}^{n} P_j T_j, \qquad (3)$$

где T — период пуска программы ПД; j — номер вершины графа программы.

Следующей важной характеристикой любой программы является объем памяти R, необходимый для ее реализации:

$$R = \sum_{j=1}^{n} (r_{\text{к.т.}j} + r_{\text{р.я.}j} + r_j) = \sum_{j=1}^{n} R_j, \tag{4}$$

где $r_{\text{к.т.}j}$ — число ячеек для хранения констант и таблиц, предназначенных для работы блока, находящегося в j-й вершине графа; $r_{\text{р.я.}j}$ — число рабочих ячеек, необходимых для хранения промежуточных данных; r_j — объем памяти для хранения команд; R_j — вес вершины по объему памяти, т. е. объем памяти, необходимый для реализации j-й вершины графа программы.

Теперь, зная веса вершин T_j, P_j, R_j, граф программы можно представить в виде графа состояний (рис. 3*б*).

Чем меньше $\beta(\tau_0)$ и R программы ПД, тем эффективнее используется ЭВМ. Но, как правило, улучшение одного из параметров ухудшает другой. Например, загрузка ЭВМ часто сокращается за счет увеличения объема памяти программы (блока).

Если на программу ПД выделяется определенный объем памяти R, то для ее оптимизации (1) следует минимизировать $\beta(\tau_0)$, что достигается в основном минимизацией тех слагаемых (3), у которых P_j велики (2). При этом прежде всего следует распределить всю память R, выделенную на программу ПД, между всеми вершинами графа. Если блок выполняет простые функции, то его можно построить однозначно, что позволит сразу оценить вес по объему памяти соответствующей вершины. Таких вершин окажется большинство: R_1, R_2, R_4, R_6, R_7, R_8. Наиболее сложными являются блоки *3*, *5*, *9*, они могут быть реализованы различными способами.

Блок *9* — блок фазирования по циклам. Каждая его реализация характеризует блок (вершину *9*) различными значениями — R_9 и T_9. Предлагается выбрать такой способ реализации блока *9*, при котором потребуется наименьший объем R_9, и в этом случае можно почти не принимать во внимание значение T_9, так как $P_9 \ll P_3$ и P_5.

Такой подход позволит оставить наибольший объем памяти для блоков *3* и *5* — R_3 и R_5. Имея в виду, что $R_3 \approx R_5$ (в случае обнаружения ошибок), можно подсчи-

тать, какой объем памяти выделяется на блок кодирования или декодирования: $R_3=0,5[R-(R_1+R_2+R_4+ +R_6+R_7+R_8+R_9)]$.

При реализации блока кодирования различными способами можно построить зависимость $q=f(R_к)$ (q — число операций, затрачиваемых на один бит информации; $R_к$ — объем памяти, необходимый для реализации блока кодирования).

Обычно эта зависимость обратно пропорциональна, т. е. чем больший объем памяти выделен для анализируемого блока, тем меньше q, а значит, T_3 и T_5. Из графика этой зависимости по известному R_3 определяется q, и тогда $T_{3(5)}=qk/L$, где k — число информационных разрядов, обслуживаемых одним трактом в одном «проходе» программы ПД.

После того как все веса графа G будут определены (рис. 3*б*), из (3) можно определить $\beta(\tau_0)$. Это и будет минимальное значение $\beta(\tau_0)$.

Таким образом, предложенный метод позволяет выбрать оптимальные параметры программы ПД, обслуживающей один тракт. Метод является достаточно общим и может быть использован при оптимизации других программ.

ОБСЛУЖИВАНИЕ ЗНАЧИТЕЛЬНОГО ЧИСЛА ТРАКТОВ ПРОГРАММОЙ ПД

В зависимости от состояния каналов режимы работы тракта передачи данных могут быть различными, при этом разные ветви программы требуют различных затрат машинного времени, следовательно, загрузка ЭВМ программой ПД является переменной величиной.

В [3] показано, что средняя загрузка ЭВМ программой ПД при обслуживании r трактов в основном определяется режимом приема — передачи тракта. Однако наибольшее число трактов, обслуживаемых одной ЭВМ, зависит от реализации максимальных ветвей, т. е. от пиковых загрузок. Так как программа ПД работает в мультипрограммном режиме, то на ее работу отводится лишь часть машинного времени β ($\beta<1$).

Рассмотрим два случая временны́х соотношений между программой ПД, обслуживающей значительное число трактов (r), и остальными вычислительными программами.

В первом случае программа ПД и вычислительные программы работают с одинаковым периодом пуска, т. е. $T = T'$ (T' — период пуска вычислительных программ) либо $T' \gg T$, но время, выделяемое на работу вычислительных программ, должно быть $\geqslant (1-\beta)T'$. Выше перечисленные условия выполняются, если время, затрачиваемое на работу программы ПД в одном проходе, не превышает величину βT (рис. 1).

Во втором случае $T' \gg T$, но время, выделяемое на работу программы ПД в отдельных «проходах», может достигать величины T, оставаясь в среднем равным величине βT.

Рассчитаем число трактов, обслуживаемых программой ПД для первого случая. За время βT можно обслужить либо r_1 трактов, если бы каждый из них находился в режиме приема — передачи и тогда

$$r_1 = \left[\frac{\beta T}{t_0}\right], \tag{5}$$

либо r_2 трактов при условии обслуживания их по максимальному пути и тогда

$$r_2 = \left[\frac{\beta T}{t_м}\right], \tag{6}$$

где t_0 и $t_м$ — время работы программы ПД в одном проходе при обслуживании одного тракта в режиме приема — передачи и максимального пути соответственно; квадратные скобки означают целую часть числа.

Причем r_2 трактов можно обслуживать при любых сочетаниях их режимов работы. Однако при обслуживании r_2 трактов в режиме приема — передачи остается запас неиспользуемого времени. Этот запас предлагается использовать для обработки дополнительного числа $r - r_2$ трактов, где $r_2 < r < r_1$. При необходимости вести обработку большого числа трактов (k) по максимальному пути может оказаться, что на обслуживание последних трактов не хватит выделенного времени. Если продолжать обработку оставшихся трактов, то время βT будет превышено, что может нарушить работу вычислительных программ. Кроме того, при превышении времени T будет пропущено очередное обращение к программе ПД, что вызовет сбой фазы и соответственно переход в режим фазирования одновременно по всем трактам. Такая ситуация может быть очень длительной,

и ни один из трактов не сможет перейти в режим приема — передачи, если не предусмотреть никаких программных мер. Поэтому в [1] предлагалось ввести специальный режим «обхода», при котором оставшиеся необслуженными в одном «проходе» за время βT тракты не будут обрабатываться, в результате чего они перейдут в режим фазирования по циклам. При этом время работы программы ПД в каждом «проходе» ограничивается так, чтобы выполнялось условие (см. рис. 1):

$$\tau_j = \sum_{i=1}^{r} t_i \leqslant \beta T. \qquad (7)$$

Вероятность «обхода» хотя бы одного тракта ($P_{обх}$) рассчитывается при следующих допущениях:

— все каналы ПД обслуживаемых трактов являются независимыми;

— вероятность пребывания в режиме приема — передачи для всех трактов одинакова p;

— при всех режимах работы тракта, кроме приема — передачи, программа ПД выполняется по максимальному пути, т. е. при обслуживании каждого тракта в одном «проходе» программы будет затрачено время $t_м$ с вероятностью $(1-p)$. С учетом всех допущений получим

$$P_{обх} = 1 - \sum_{k=0}^{m} C_r^k (1-p)^k p^{r-k}, \qquad (8)$$

где k — число трактов, обслуживаемых по максимальной ветви; если $k<m$, режима «обхода» не возникает, при этом остальные $r-k$ трактов находятся в режиме приема — передачи, тогда

$$m = \left[\frac{\beta T - rt_0}{\Delta t}\right], \ \Delta t = t_м - t_0.$$

При заданном $P_{обх}$ из (8) можно рассчитать r.

Метод «обхода» позволяет увеличить число обслуживаемых трактов по сравнению с r_2, рассчитанным по пиковым загрузкам, при одних и тех же выделенных технических средствах.

Далее рассмотрим расчет числа трактов для второго случая временно́го взаимодействия работающих программ.

Первый способ программной организации обслуживания трактов все-таки не обеспечивает полного ис-

пользования времени, выделенного для программы ПД, так как расчеты r по (8) произведены исходя из условия $\tau_j \leqslant \beta T$. При этом в каждом «проходе» на программу ПД в среднем будет затрачиваться времени меньше, чем βT.

Учитывая, что вычислительные программы работают с периодом, превышающим период работы программы ПД, допускается использование большего времени и даже всего периода T на обслуживание всех трактов в отдельные «проходы» программы ПД при сокращении этого времени в других «проходах». Среднее время обслуживания всех трактов при этом не должно превышать времени βT, т. е. предлагается r рассчитывать из условия усреднения τ_j по большому интервалу (T'). На программу ПД в среднем затрачивается β-я часть машинного времени от периода работы вычислительных программ, тогда математическое ожидание величины $\Sigma\tau_j$

$$M\left(\sum_{j=1}^{N}\tau_j\right) = \beta T'. \quad (9)$$

После преобразований выражения (9) получим

$$r' = \frac{\beta T}{[pt_0 + (1-p)\,t_{\text{м}}]}, \quad (10)$$

где r' — число трактов, обслуживаемых программой ПД при выполнении условия (9).

На обработку r' трактов программа ПД будет затрачивать в среднем β-ю часть машинного времени от всей производительности ЭВМ. Если $\tau_{j\text{макс}} \leqslant T$, то метода «обхода» не требуется. Если $\tau_{j\text{макс}} > T$, то следует применить метод «обхода» и в каждом «проходе» следить не за превышением времени βT (как в первом случае), а за превышением времени T. При этом вероятность «обхода» определяется следующим образом:

$$P_{\text{обх}} = 1 - \sum_{k=0}^{m'} C_{r'}^{k}\,(1-p)^k\,p^{r'-k}, \quad (11)$$

где m' — число трактов, обслуживание которых по максимальному пути не приведет к «обходу», при этом остальные $r'-m'$ трактов находятся в режиме приема —

передачи, при $k>m'$ возникает «обход» хотя бы одного тракта

$$m' = \left[\frac{T - r't_0}{\Delta t}\right].$$

Введем понятие коэффициентов $\eta = r/r_2$ и $\eta' = r'/r_2$, которые показывают, во сколько раз число трактов, обслуживаемых при одних и тех же выделенных средствах, рассчитанных по (8) и (10), превышает число трактов, рассчитанных по (6).

Пример. При реализации алгоритма защиты от ошибок типа АЗО на одной из универсальных быстродействующих ЭВМ были получены следующие результаты: $t_0 = 0{,}24$ мс; $t_м = 0{,}42$ мс; $T = 25$ мс; $p = 0{,}96$. Пусть $P_{обх} = 10^{-8}$ — это означает, что событие «обход» наступит в среднем через 30 суток. Результаты расчета сведены в таблицу, по которым построены графики (рис. 4).

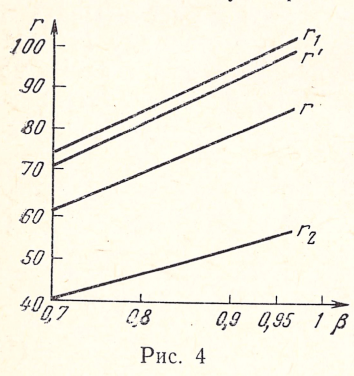


Рис. 4

Таким образом, в рассмотренном примере предложенный метод организации программы («обход») позволяет увеличить число трактов, обслуживаемых программой ПД, при одних и тех же выделенных технических средствах в 1,7 раза при незначительной вероятности «обхода» хотя бы по одному тракту.

Таблица 2

β	β*T*, мс	r_2	r_1	r	r'	η	η'
0,70	17,50	41	73	63	70	1,536	1,700
0,80	20,00	47	83	73	80	1,550	1,700
0,90	22,50	53	93	83	91	1,400	1,715
0,95	23,75	54	98	88	96	1,560	1,710

ВЫВОДЫ

1. Метод представления программ ПД в виде ориентированных графов состояний позволяет, во-первых, определить, какие блоки программы необходимо максимально оптимизировать; во-вторых, выбрать оптимальные параметры программы.

2. Предложен метод организации работы программы ПД (метод «обхода»), позволяющий значительно увеличить число обслуживаемых трактов при одних и тех же выделенных технических средствах. Расчет числа трактов при использовании метода «обхода» проводился для двух случаев временны́х соотношений между программой ПД и вычислительными программами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Вельможина А. А.** Метод увеличения числа трактов передачи данных, обслуживаемых одной ЭЦВМ. — «Сб. трудов ЦНИИС», 1972, вып. 1, с. 35—44.

2. **Голубев-Новожилов Ю. С.** Многомашинные комплексы вычислительных средств. М., «Советское радио», 1967. 424 с.

3. **Дмитриев О. Ф., Вельможина А. А., Смоляницкий Б. М.** Оценка загрузки универсальной ЭВМ программой обмена информацией по каналам связи. — «Сб. научных трудов ЦНИИС», 1971, вып. 2, с. 47—56.

4. **Мизин И. А., Уринсон Л. С., Храмешин Г. К.** Передача информации в сетях с коммутацией сообщений. М., «Связь», 1972. 319 с.

5. **Карп Р. М.** Заметка о приложении теории графов к программированию для цифровых вычислительных машин. — В кн.: Кибернетический сборник. М., «ИИЛ», 1962, с. 123—134.

УДК 621.394.9.019.3

Ю. Д. Минин

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИОННОЙ НАДЕЖНОСТИ СРЕДСТВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

ВВЕДЕНИЕ

Быстрое развитие автоматизированных систем управления в нашей стране требует разработки и создания технических средств передачи данных, надежных в эксплуатации.

Одной из основных компонент средств передачи данных является аппаратура передачи данных (АПД), предназначенная для обмена цифровой информацией по линиям связи между удаленными абонентами с высокой надежностью и достоверностью [1].

Аппаратура передачи данных является сложной системой многократного использования. Эксплуатационная

надежность ее характеризуется коэффициентом готовности, учитывает обе стороны надежности — безотказность и ремонтопригодность. Следовательно, для обеспечения высокой степени готовности АПД наряду с повышением безотказности важное значение приобретают вопросы изыскания и разработки методов улучшения ремонтопригодности аппаратуры. Одним из новых путей повышения ремонтопригодности АПД является разработка встроенных систем контроля в сочетании с программами поиска и устранения неисправностей (ПУН), устанавливающими оптимальный порядок действий технического персонала при устранении отказов в процессе функционирования каналов ПД [2, 3].

Программы ПУН являются составной частью системы контроля и должны разрабатываться одновременно с проектированием устройств АПД по единой методике.

Реализация такого подхода обусловила разработку инженерной методики построения программ ПУН АПД с учетом контроля, основные положения которой и изложены ниже.

АНАЛИЗ СХЕМЫ ОРГАНИЗАЦИИ КОНТРОЛЯ АПД

Программой поиска и устранения неисправностей (ПУН) назовем совокупность последовательностей операций, цель которых состоит в отыскании и устранении неисправностей устройства на уровне элемента замены (ЭЗ) [1]. В качестве основной характеристики программы примем среднее время восстановления работоспособности аппаратуры. При разработке программ ПУН принимается, что поток отказов устройств обладает свойством ординарности и вероятность появления отказов в устройстве в процессе восстановления равна нулю. В качестве исходных данных используются данные о конструкции и компоновке устройства, функциональные и электрические схемы, данные об организации системы контроля и поиска неисправностей, а также λ-характеристики электрорадиоэлементов, узлов и ЭЗ.

---

[1] Под элементом замены (ЭЗ) понимается минимальная сменная единица, заменой которой устраняется отказ аппаратуры (типовой элемент замены, ячейка, блок и т. д.).

Рассмотрим схему организации контроля устройств АПД с целью определения перечня симптомов неисправности устройства и соответствующих им групп ЭЗ. Данная схема представлена на рис. 1 в виде цепочки

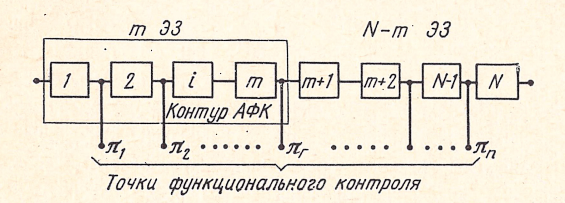


Рис. 1

последовательно соединенных ЭЗ, пронумерованных от 1 до N. Элементы замены с номерами от 1 до m охвачены автономным функциональным контролем (АФК) устройства. Кроме того, часть или все ЭЗ внутри контура АФК охвачены непрерывным функциональным контролем (ФК). Элементы замены с номерами от $m+1$ до N охвачены только ФК или вообще не охвачены контролем устройства.

Если контролируемые ФК параметры независимы или при организации контроля зависимых параметров предусмотрен автозапрет, то число симптомов равно числу контролируемых ФК параметров плюс еще один симптом, соответствующий появлению «аварии» в режиме АФК, которая не сопровождается локализующими показаниями ФК.

Если контролируемые параметры зависимы и автозапрет полностью или частично не предусмотрен, то перечень симптомов определяется следующим образом. Рассмотрим устройство, состоящее из N ЭЗ, которые будем обозначать через $Э_i$ (индекс соответствует порядковому номеру ЭЗ). Пусть устройство имеет n контролируемых ФК параметров $\pi_1, ..., \pi_n$. Составим таблицу проверок, показывающую зависимость состояния (норма — авария) контролируемых параметров от состояния (работоспособен — отказ) ЭЗ.

В клетках на пересечении строки, соответствующей рассматриваемому параметру, и столбца, соответствующего данному ЭЗ, ставится 0, если отказ ЭЗ вызывает аварийное состояние данного параметра, и 1, если отказ

ЭЗ не вызывает аварийного значения данного параметра. Пример проверок для $N=6$ и $n=3$ показан в табл. 1.

Располагая таблицей проверок, нетрудно составить диагностическую таблицу, в которой указывается, при каком сочетании нормального и аварийного состояний параметров может быть неисправен тот или иной ЭЗ (группа ЭЗ). Диагностическая таблица, полученная на основании табл. 1, приведена в табл. 2, в которой через A и H обозначены аварийное и нормальное состояния контролируемых параметров соответственно.

Используя расчетные значения λ-характеристик ЭЗ и диагностическую таблицу, можно построить таблицу вероятностей симптомов (табл. 3), являющуюся отправной точкой для определения алгоритмов ручного поиска неисправностей. В строках $\overline{\text{столбца}}$ 0 записываются симптомы S_j $(j=\overline{1, M+1})$, причем симптом S_{M+1} соответствует появлению «аварии» в режиме АФК без локализующих показаний ФК.

В клетках, лежащих на пересечении строки, соответствующей симптому S_j, и столбца, соответствующего i-му ЭЗ, записывается интенсивность отказов i-го ЭЗ (λ_{ij}), возникновение которых сопровождается симптомом S_j. В строках последнего $N+1$-го столбца записывается суммарная интенсивность отказов, обнаруживаемых S_j-м симптомом:

$$\Lambda_j = \sum_{i \ni S_j} \lambda_{ij}.$$

Условная вероятность появления симптома S_j определяется выражением

$$P_j = \frac{\Lambda_j}{\sum\limits_{i=1}^{N} \lambda_i}.$$

Таблица 1

π_i	$Э_i$					
	1	2	3	4	5	6
1	0	0	1	1	1	1
2	1	0	0	0	0	0
3	1	0	1	1	0	0

Таблица 2

Номер симптома S_j	Состояние контролируемых ФК параметров			ЭЗ, отказ одного из которых вызывает данный симптом
	π_1	π_2	π_3	
1	*А*	*Н*	*Н*	$Э_1$
2	*А*	*А*	*А*	$Э_2$
3	*Н*	*А*	*Н*	$Э_3$, $Э_4$
4	*Н*	*А*	*А*	$Э_5$, $Э_6$

Таблица 3

Симптом S_j	Интенсивность отказов ЭЗ						Интенсивность отказов, обнаруживаемых симптомом
	λ_1	λ_2	...	λ_i	...	λ_N	
0	1	2	...	i	...	N	$N+1$

Распределение вероятностей P_j должно отвечать условию нормировки: $\sum_{j=1}^{M+1} P_j = 1$.

МЕТОДЫ ПОИСКА НЕИСПРАВНОСТЕЙ

Следующий этап построения программ ПУН заключается в выборе способа проверок исправности ЭЗ и определении последовательности их выполнения, минимизирующей среднее время поиска.

При отыскании неисправностей в АПД обычно используются два способа проверок ЭЗ:

— способ пробных замен, который заключается в удалении из стойки ЭЗ, который подозревается в неисправности, и установке вместо него заведомо исправного из комплекта запасного имущества и принадлежностей;

— способ промежуточных измерений, заключающийся в снятии осциллограмм, измерении напряжений и т. д.

Для мелкоблочной АПД, разрабатываемой на базе интегральных микросхем, начинает применяться метод пробных замен [2], что значительно упрощает поиск неисправности и сокращает время восстановления аппаратуры.

Обозначим через m_j число ЭЗ в группе, соответствующей симптому S_j. Задача определения оптимальной последовательности замен заключается в том, что для числа m_j подозреваемых в неисправности ЭЗ (среди которых находится только один неисправный) надо выбрать такую стратегию замены $\delta = \{n_1, ..., n_i, ..., n_s\}$, чтобы среднее время операций замены и проверки работоспособности устройства τ было минимальным: $\tau = \min_i \tau_i$, $i = \overline{1, S}$, где n_i — число ЭЗ, заменяемых на i-м шаге стратегии; s — число шагов в стратегии; S — число возможных стратегий замены. При этом m_j и n_i связаны следующим уравнением: $\sum_{i=1}^{s} n_i = m_j$.

Для случая равнонадежных ЭЗ решение этой задачи получено в работе [4] в виде рекуррентного алгоритма. На основе указанного алгоритма была составлена программа на языке «АЛГАМС» и с помощью ЭВМ проведен расчет оптимальных стратегий замен δ_o с учетом количества ЭЗ в группе m_j, времени замены t и времени проверки устройства T [8]. В качестве иллюстрации в табл. 4 приведены оптимальные стратегии δ_o для нескольких наборов значений m_j, t и T.

При учете надежности ЭЗ пробные замены проводятся согласно нумерации ЭЗ, выполненной в порядке убывания расчетных значений интенсивностей отказов λ_{ij}, приводимых в табл. 3.

Последовательность проверок при способе промежуточных измерений можно реализовать в двух вариантах: по принципу от начала к концу и по принципу средней точки. При необходимости схема поиска может быть оптимизирована известными методами, например, с помощью структурного или информационного критерия [5, 6].

ПРИМЕНЕНИЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ПРОГРАММ ПУН

В теории технической диагностики для отображения поиска неисправностей используются направленные графы в виде бинарных деревьев. Такой подход является адекватным при последовательном поиске не-

исправностей. Наличие в процессе восстановления АПД элементов комбинационного поиска и операций по устранению отказов, а также вспомогательных операций требует более общей модели. Анализ этого вопроса показал, что программы ПУН удобно отображать направленным графом $G(X, Y)$ в виде двухполюсной стохастической сети.

Таблица 4

Число ЭЗ m_j	Время замены t, мин	Время проверки T, мин	Оптимальная стратегия δ_0
3	2	0,5	2,1
5	1	0,1	1,1,1,1,1
5	2	0,5	2,1,1,1
10	1	0,5	3,3,2,2

Множеству X вершин графа соответствуют проверки и операции, выполняемые оператором при восстановлении устройства, а множество дуг связей Y определяет логическую последовательность их выполнения. Входным полюсом графа (исходным событием сети) является обнаружение факта отказа устройства, выходным полюсом — операция включения устройства в работу по окончании восстановления. В сети отказу каждого ЭЗ соответствует своя последовательность взаимосвязанных операций, соединяющих исходную и завершающие операции (полный путь в сети Z_r).

Количество полных путей в сети равно числу логических исходов при поиске неисправностей. При использовании метода замены число логических исходов

$$K = \sum_{j=1}^{M+1} m_j.$$

Поясним предложенную модель поиска и устранения неисправностей на примере устройства, состоящего из трех блоков (рис. 2*а*). Сеть, отображающая процесс восстановления данного устройства, показана на рис. 2*б*. Операции обозначены кружочками, в которых записываются их наименования; над ними указаны шифры (номера) операций, а под ними — средняя продолжи-

тельность операций в минутах. Стрелки определяют взаимосвязь и последовательность выполнения операций во времени.

Исходной операцией является операция *1*, которая непосредственно следует за обнаружением факта отка-

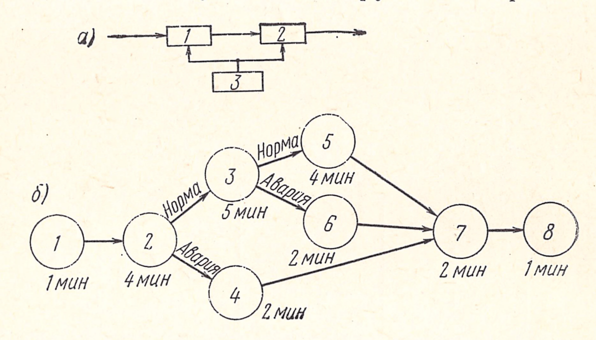


Рис. 2: *а)* *1* — блок; *2* — блок *2*; *3* — блок питания; *б)* *1* — разблокировка стойки; *2* — проверка блока питания; *3* — проверка блока *1*; *4* — замена блока питания; *5* — замена блока *2*; *6* — замена блока *1*; *7* — проверка работоспособности; *8* — блокировка стойки

за устройства. Завершающей операцией является операция *8*, после выполнения которой устройство готово к работе. В сети имеется три полных пути, соединяющих исходную операцию с завершающей. Запишем эти пути через шифры операций: 1-й путь: *1—2—3—5—7—8*, 2-й путь: *1—2—3—6—7—8*; 3-й путь: *1—2—4—7—8*.

Критическим путем является 1-й путь, продолжительность которого (т. е. время восстановления устройства при отказе блока *2*) максимальна и равна 17 мин. Вероятностный характер сети ПУН заключается в том, что при возникновении отказа в устройстве его поиск и устранение пойдут в данном случае только по одному из $K=3$ полных путей. Так, например, если отказ устройства произошел из-за отказа блока *2*, то восстановление устройства пойдет по 1-му пути; при отказе блока питания — по 3-му. При построении программы ПУН в виде стохастической сети используются следующие логические зависимости между отдельными операциями (рис. 3).

Первая зависимость показана на рис. 3*а*. Здесь переход от одной операции к другой является безусловным,

т. е. реализуется с вероятностью, равной единице. Вторая зависимость показана на рис. 3*б*. Здесь после свершения операции *1* выполняется операция *2* или операция *3* (исключающее ИЛИ по выходу). Третья зависимость приведена на рис. 3*в*: выполнение $k+1$-й операции

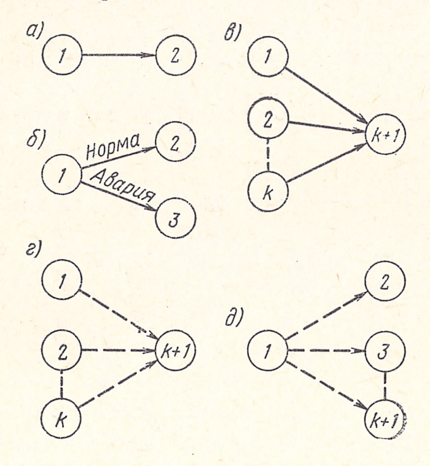


Рис. 3

может последовать после выполнения любой из $1 \div k$ операций (исключающее ИЛИ по входу). На рис. 3*г* показана четвертая зависимость: выполнение $k+1$-й операции следует только после свершения всех от 1 до k операций, непосредственно предшествующих ей (И по входу). Последняя зависимость (рис. 3*д*): после свершения операции *1* одновременно выполняются все операции от 2-й до $k+1$-й (И по выходу).

Построение сети ПУН производится совмещением соответствующих входных (выходных) вершин подграфов отдельных этапов диагностики и восстановления.

На сети ПУН около каждой операции указывается предполагаемая средняя продолжительность ее выполнения в минутах. В конце каждого полного пути указывается его суммарная продолжительность. В описании сети ПУН приводятся порядок работы по программе, смысл условных обозначений, необходимые технологические указания и т. п. Разработанные программы ПУН включаются в раздел «Характерные неисправности и методы их устранения» инструкций по эксплуатации АПД.

РАСЧЕТ РЕМОНТОПРИГОДНОСТИ АПД

Задача оценки ремонтопригодности АПД путем расчета среднего времени восстановления рассмотрена в [3]. Расчет среднего времени восстановления устройств АПД позволяет предварительно проверить степень выполнения требований, заданных в ТЗ на АПД, а также своевременно принять решения по дальнейшему улучшению ее ремонтопригодности.

Моделирование процесса восстановления стохастическими сетями удобно использовать и при расчете ремонтопригодности АПД на этапе проектирования. В основу данного метода расчета ремонтопригодности положены следующие принципы:

— процесс восстановления устройства отображается графом $G(X, Y)$ в виде стохастической сети;

— длительность полных путей восстановления рассчитывается непосредственно на сети;

— среднее время восстановления определяется как математическое ожидание случайной величины времени восстановления устройства при устранении отказа по r-му полному пути.

Расчетная формула среднего времени восстановления ($\tau_в$) имеет вид

$$\tau_в = \frac{1}{\sum\limits_{r=1}^{K} \lambda_r} \sum_{r=1}^{K} \lambda_r \sum_{p=1}^{R_r} t_{pr}, \qquad (1)$$

где λ_r — интенсивность отказов i-го ЭЗ, устранение которых идет по r-му полному пути сети; K — количество полных путей в сети; t_{pr} — средняя длительность

Таблица 5

Номер r-го полного пути	$\lambda_r \cdot 10^5$, 1/ч	$\dfrac{\lambda_r}{\sum\limits_{r=1}^{3} \lambda_r}$	$\sum\limits_{p=1}^{R_r} t_{pr}$, мин	$\dfrac{\lambda_r}{\sum\limits_{r=1}^{3} \lambda_r} \sum\limits_{p=1}^{R_r} t_{pr}$, мин
1	5,0	0,25	17,0	4,3
2	5,0	0,25	15,0	3,8
3	10,0	0,50	10,0	5,0

p-й операции, включенной в r-й полный путь; R_r — количество операций, включенных в r-й полный путь.

Пример. Расчет среднего времени восстановления устройства (рис. 2) по ф-ле (1) сведен в табл. 5. Расчетная величина $\tau_в = 13,1$ мин.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана методика построения программ поиска и устранения неисправностей АПД в виде стохастических сетей. Предложен метод расчета ремонтопригодности АПД на стадии проектирования. Результаты настоящей работы используются при обеспечении ремонтопригодности разрабатываемых комплексов АПД, а также могут быть полезны при создании других средств связи.

Применение встроенного контроля совместно с программами ПУН для организации восстановления работоспособности АПД позволяет более гибко и экономично строить аппаратуру, уменьшить время восстановления и понизить требования к квалификации обслуживающего персонала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Каналы** передачи данных. Под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1970. 304 с.

2. **Богданова Г. А., Израильсон Л. Г., Минин Ю. Д., Садовский В. Б., Тамм Ю. А.** Некоторые вопросы технической диагностики аппаратуры передачи данных на интегральных схемах. — В кн.: Методы планирования эксперимента в задачах надежности. Киев, 1972, с. 21—24.

3. **Минин Ю. Д.** Об одном методе расчета ремонтопригодности сложных систем. Тезисы докладов Первого Республиканского семинара «Пути повышения надежности промышленных АСУ», ч. I, Киев, 1971, с. 50—55.

4. **Атовмян И. О., Первов В. В., Болдырев М. А.** Восстановление работоспособности модульной системы методом замены с использованием тестового контроля. — В кн.: Техническая диагностика. М., «Наука», 1972, с. 279—283.

5. **Ксенз С. П.** Поиск неисправностей в радиоэлектронных системах методом функциональных проб. М., «Советское радио», 1965. 133 с.

6. **Оптимальные** задачи надежности. Под ред. И. А. Ушакова. Изд-во стандартов, 1968. 292 с.

7. **Поспелов Г. С., Баришполец В. А.** О стохастическом сетевом планировании. — «Изв. АН СССР. Техническая кибернетика», 1966, № 6.

8. **Минин Ю. Д., Голубева К. С.** Исследование процедуры восстановления работоспособности аппаратуры передачи данных мето-

дом замены при наличии автоматического контроля. Научно-техническое совещание «Оценка надежности сетей связи и их элементов». Тезисы докладов. Новосибирск, 1974, с. 102—103.

УДК 681.3.004: 621.393.522

Г. Р. Каплунов

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ЭВМ, УПРАВЛЯЮЩЕЙ КАНАЛАМИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ, И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИХ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ

МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С ЭВМ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ВРЕМЕНИ ВЫПОЛНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ КАНАЛАМИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Одной из важных задач исследования принципов построения системы управления каналами передачи данных (ПД) вторичных сетей с ЭВМ является определение времени выполнения машинной программы управления каналами ПД с учетом статистических характеристик заявок на обслуживание, поступающих в систему управления.

При этом задача определения временны́х параметров алгоритмов ЭВМ является итерационным процессом, постепенно проходящим этапы от определения частных временны́х характеристик и их приближенных аналитических зависимостей до полных характеристик, учитывающих все основные параметры математической модели системы, функционирующей в условиях максимально приближенных к реальным.

Процесс определения временны́х параметров ЭВМ при выполнении функциональных задач управления состоит из следующих последовательных этапов:

— составление структурной схемы алгоритма каждой программы, состоящей из отдельных операторов (подпрограмм), детерменированно определяющей возможные пути выполнения программы, возможные исходы ее работы, а также возможные точки прерывания программ и передачи управления управляющей программе;

— выполнение эквивалентного преобразования отдельных операторов программы с целью представления их временных характеристик аналитическими выражениями, которые зависят от минимального числа параметров и позволяют определить средние значения времени выполнения этих операторов или функции распределения времени выполнения операторов;

— определение вероятностей выполнения логических условий (ЛУ), входящих в операторы. Если значение вероятности на первых этапах исследования не может быть численно определено, то при аналитическом исследовании возможны крайние асимптотические оценки ее величины и анализ зависимости временных параметров алгоритма от этих значений. Численные значения вероятностей выполнения ЛУ могут быть получены на этапе статистического моделирования системы управления;

— определение вероятности времени выполнения различных путей в алгоритме программы с учетом возможных исходов и прерываний в его выполнении. Если число возможных цепей велико, можно учитывать только те цепи, которые не содержат ЛУ с малой вероятностью выполнения, хотя при этом несколько снижается точность вычислений;

— построение гистограмм вероятностей времени выполнения различных функций управления ЭВМ, определение законов распределения времени выполнения алгоритмов программ для различных их исходов до прерываний, между прерываниями и от последнего прерывания до окончания выполнения.

В процессе дальнейших исследований системы управления уточняется влияние вида распределения времени выполнения программ на характеристики системы.

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ ВЫПОЛНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ КАНАЛАМИ ПД

Функции распределения времени выполнения алгоритмов управления. Для простых алгоритмов, выполняемых ЭВМ, в которых количество условных переходов невелико, при отсутствии или небольшом числе циклов с фиксированным числом повторений, количество воз-

можных интервалов времени выполнения может быть относительно легко рассчитано. Однако в алгоритмах, содержащих большое число условных переходов и циклов, особенно циклов с нефиксированным числом повторений (итерационных), даже с учетом того, что некоторые логические пути являются противоречивыми и невозможными, образуется обширный дискретный спектр интервалов времени выполнения алгоритма, который может рассматриваться как непрерывный спектр. В общем случае можно полагать, что время, которое ЭВМ затрачивает на выполнение каждого алгоритма, является случайной величиной. Поэтому полной характеристикой времени выполнения алгоритмов в ЭВМ является функция распределения $B(t)=P(<t)$ или плотность распределения $B'(t)=dB(t)/dt$, где $P(<t)$ — вероятность того, что длительность обслуживания заявок не превысит некоторого значения t.

В связи с этим возникает необходимость определения и оценки этих функций.

В ряде случаев длительность обслуживания заявок в ЭВМ можно описать экспоненциальным распределением, для которого $B(t) = 1 - e^{-\mu t}$ и $B'(t) = \mu e^{-\mu t}$, где $\mu>0$ — параметр распределения, равный средней интенсивности обслуживания.

На практике он не всегда оказывается справедливым, так как при этом предполагается, что бо́льшая часть заявок обслуживается сравнительно быстро, но такой вид распределения значительно упрощает аналитический расчет системы обслуживания. Экспоненциальное распределение может использоваться при получении верхней оценки длительности ожидания или длины очереди при стационарном потоке заявок.

В более общем случае время обслуживания заявок обычно имеет унимодальное распределение с приблизительно симметричным разбросом относительно некоторого среднего значения. В этом случае оно может быть аппроксимировано распределением Эрланга с плотностью

$$B'(t)=\frac{(\mu n)^n}{\Gamma(n)}e^{-\mu n t}\,t^{n-1},$$

где n — параметр распределения; μ — интенсивность обслуживания, а $\Gamma(n)$ — гамма-функция.

В некоторых случаях алгоритм ЭВМ удобно и допустимо описывать постоянной длительностью выполнения, так как иногда разброс времени выполнения алгоритма относительно среднего значения сравнительно мало влияет на основные характеристики обслуживания заявок.

Для выбора и оценки функций распределения времени выполнения того или иного алгоритма необходимо рассчитать время выполнения отдельных подпрограмм алгоритма, а также вероятности и время выполнения основных цепей подпрограмм для различных исходов работы программы.

Эквивалентные преобразования алгоритмов и определение времени выполнения подпрограмм алгоритмов управления. Характерной особенностью алгоритмов системы управления с ЭВМ является наличие множества логических путей их решения, замкнутых циклов внутри алгоритма и операций поиска. Это приводит к большому числу вероятных интервалов времени их выполнения.

При определении временны́х параметров алгоритмов для отдельных его частей сначала вычисляется количество операций, выполняемых при работе данной подпрограммы. Процесс вычисления количества операций состоит из следующих этапов:

— составление ориентированного графа подпрограммы;

— определение количества выполняемых операций для линейных частей подпрограммы, представленных вершинами графа;

— определение вероятностей переходов P_{ij} от вершины A_i к вершине A_j (рис. 1);

— последовательное упрощение графа подпрограммы.

На рис. 1—4 показаны ориентированные графы подпрограммы, которые часто встречаются в алгоритмах управления. Прямоугольником обозначены вершины графов (линейные операторы), а ромбом (рис. 1) — логическое условие (ЛУ), по которому с вероятностью P_{12} передается управление от вершины A_1 к вершине A_2 и с вероятностью P_{13} — от вершины A_1 к вершине A_3, причем $\sum_j P_{ij} = 1$. На рис. 2 ромбом обозначено также фиксированное число повторений K, которое обозначает, что управление от оператора A_2 (A_3) будет передано к

оператору A_1 K раз, после чего оно будет передано к A_4 (рис. 2).

Пусть X_i — количество операций, выполняемых в операторах A_i. При известных вероятностях перехода от

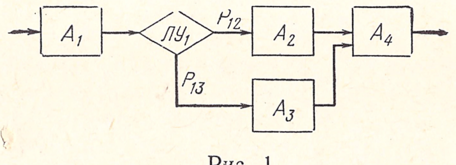


Рис. 1

оператора A_1 к операторам A_2 и A_3 и количествах операций, выполняемых в операторах A_1, A_2, A_3, и A_4, проведено последовательное упрощение графов подпрограмм, изображенных на рис. 1—2:

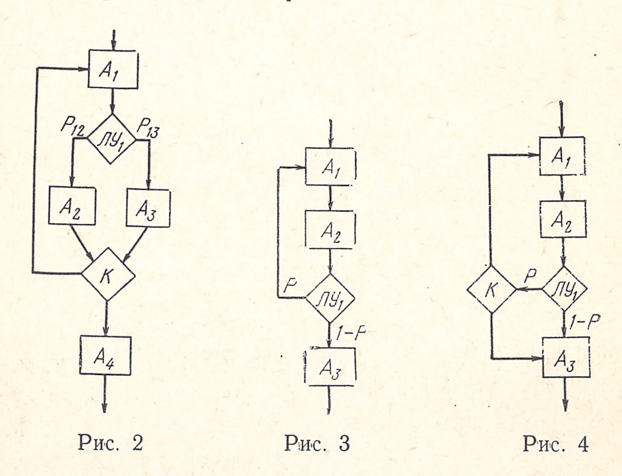


Рис. 2 Рис. 3 Рис. 4

— количество операций после упрощения для графа рис. 1: $X = X_1 + P_{12} X_2 + P_{13} X_3 + X_4$;

— количество операций после упрощения для графа рис. 2: $X = (X_1 + P_{12} X_2 + P_{13} X_3) K + X_4$.

Определим теперь среднее время работы рассмотренных подпрограмм. Среднее время выполнения операторов $T_{i\,\text{ср}} = X_i t_{\text{у.о}}$, где $t_{\text{у.о}}$ — время выполнения условной машинной операции. Среднее время выполнения подпрограммы (рис. 1) определяется

$$T_{\text{ср}}^{(1)} = T_1 + P_{12} T_2 + P_{13} T_3 + T_4. \qquad (1)$$

Если в подпрограмме организован цикл с фиксированным числом повторений K (рис. 2), то среднее время выполнения будет определяться

$$T_{\text{ср}}^{(2)} = (T_1 + P_{12}T_2 + P_{13}T_3)\,K + T_4. \tag{2}$$

Для подпрограммы с итерационным циклом, заканчивающимся при выполнении ЛУ с вероятностью $(1-P)$ и неограниченном числе повторений (рис. 3), условные вероятности выполнения циклов $(i=\overline{1,00})$:

i	1	2	3	...	K ...
Условная вероятность W_i	$1-P$	$P(1-P)$	$P^2(1-P)$	...	$P^{K-1}(1-P)$ ...

Среднее число повторений цикла

$$i_{\text{ср}}^{(3)} = \sum_{i=1}^{\infty} iP^{i-1}(1-P) = \frac{1}{1-P}.$$

Среднее время выполнения подпрограммы

$$T_{\text{ср}}^{(3)} = (T_1 + T_2)\,\frac{1}{1-P} + T_3. \tag{3}$$

Если в итерационном цикле число повторений ограничено K (рис. 4), то условные вероятности i повторений $(i=\overline{1,\ K})$:

i	1	2	3	...	$K-1$	K
W_i	$1-P$	$P(1-P)$	$P^2(1-P)$	...	$P^{(K-2)}(1-P)$	$P^{(K-1)}$

Определим W_i при $i=K$:

$$\sum_{i=1}^{K-1} W_i = \sum_{i=1}^{K-1} P^{i-1}(1-P) = 1 - P^{K-1}.$$

Так как $\sum_{i=1}^{K} W_i = 1$, то $W_{i=K} = 1-(1-P^{K-1}) = P^{K-1}$.

Среднее число повторений цикла

$$i_{\text{ср}}^{(4)} = \sum_{i=1}^{K-1} (1-P)\,P^{i-1}\,i + KP^{K-1} = \frac{1-P^K}{1-P}. \tag{4}$$

Среднее время выполнения подпрограммы

$$T_{\text{ср}}^{(4)} = (T_1 + T_2)\frac{1 - P^K}{1 - P} + T_3.$$

Определим временные параметры подпрограммы «циклический опрос датчиков», которая выполняется при поступлении в ЭВМ заявки на резервирование поврежденного канала ПД.

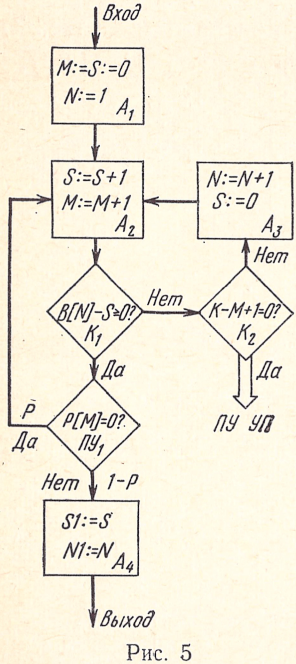


Рис. 5

На рис. 5 приведена структурная схема (ориентированный граф) подпрограммы «циклический опрос датчиков».

Введем обозначения: A_1 — A_4 — линейные операторы, не содержащие ЛУ; K_1, K_2 — операторы, содержащие ЛУ, которые выполняются после фиксированного числа повторений оператора; *ЛУ1* — оператор, содержащий ЛУ, которые выполняются с вероятностью P; M — счетчик количества опрошенных датчиков;

S — счетчик количества опрошенных датчиков в определенном направлении; N — счетчик номера направления; K — число опрашиваемых датчиков; $B[N]$ — таблица количества датчиков в каждом направлении; $P[M]$ — массив записи показаний датчиков; $S1$ и $N1$ — ячейки, в которые записываются номер направления и номер связи, по которой получена заявка на резервирование.

Определим время выполнения условной машинной операции $t_{\text{уо}}$ и количество операций X_i, выполняемых в операторах при реализации программы на УВМ «Днепр», которая используется в качестве средства управления каналами связи вторичной сети: $t_{\text{уо}} = \sum_{i=1}^{K} t_i \alpha_i / 100$, где t_i — время выполнения операций i-го вида; α_i — процентное количество операций i-го вида в программе.

В табл. 1 приведены статистические значения α_i для логического типа задач, какими являются задачи, решаемые ЭВМ в системе управления каналами связи, и время выполнения различных операций в УВМ «Днепр» [5, 7]. Откуда $t_{уо}=80$ мкс.

В табл. 2 приведены количество операций, выполняемых в операторах, и время выполнения операторов подпрограммы. Количество операций может быть достаточно точно определено подсчетом числа машинных операций УВМ «Днепр» для реализации операторов подпрограммы (рис. 5).

Вероятность исхода работы подпрограммы при отсутствии заявок на резервирование $P_1=P^K$, где P — вероятность отсутствия заявки по одной связи или вероятность выполнения *ЛУ1*. В этом случае время работы подпрограммы будет постоянным и равным:

$$T_1 = T_{A1} + (T_{A2} + T_{K1} + T_{ЛУ1})K + (T_{A2} + T_{K1} + T_{K2} + T_{A3})N, \quad (5)$$

Таблица 1

Вид операций	α_i, %	t_i, мкс
Сложение, вычитание	13	45
Умножение	2	210
Логические операции	26	35
Сдвиг	27	180
Передача управления	32	30

Таблица 2

Оператор	Количество операций X_i	Время выполнения T_i, мс	Оператор	Количество операций X_i	Время выполнения T_i, мс
А1	4	0,32	*А4*	5	0,4
А2	2	0,16	*К1*	7	0,56
А3	3	0,24	*К2*	4	0,32
			ЛУ1	8	0,64

где K — число связей (датчиков); N — число направлений.

Определим среднее время выполнения подпрограммы при наличии хотя бы одной заявки на резервирование. Граф работы подпрограммы аналогичен рис. 4.

Среднее число повторений цикла (4) можно записать как $i^{(4)}{}_{\text{ср}} = P_1K + P_2M_2$, где $P_2 = (1 - P^K)$ — вероятность наличия хотя бы одной заявки на резервирование; M_2 — среднее число повторений цикла (опрошенных датчиков) при условии наличия хотя бы одной заявки.

Используя ф-лу (4), определим M_2:

$$M_2 = \frac{i_{\text{ср}} - P_1K}{P_2} = \frac{\frac{1-P^K}{1-P} - P^K K}{1-P^K} =$$

$$= \frac{1-(K+1)P^K + KP^{K+1}}{(1-P)(1-P^K)}. \tag{6}$$

Среднее время выполнения подпрограммы при наличии хотя бы одной заявки на резервирование

$$T_{1\text{ср}} = T_{A2} + (T_{A2} + T_{K1} + T_{ЛУ1})M_2 + (T_{A2} + T_{K1} +$$

$$+ T_{K2} + T_{A3})M_2\frac{1}{n} + T_{A4}, \tag{7}$$

где $n = K/N$ — среднее число связей (датчиков) в одном направлении.

Заявки на резервирование образуют пуассоновский поток с параметрами $\lambda_{\text{об}} = 1/a$ (a — среднее время между двумя последовательными заявками) и $\lambda_1 = \lambda_{\text{об}}/K$ (λ_1 — интенсивность поступления «заявок» по одной свя-

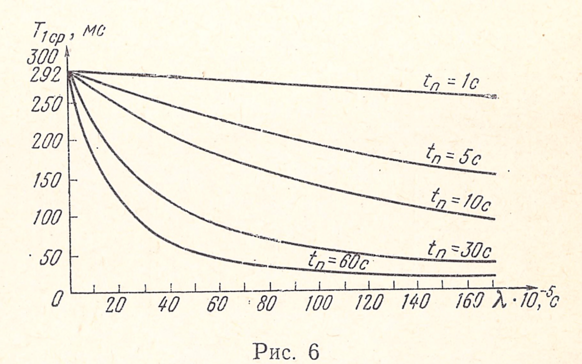


Рис. 6

зи). Пусть t_n — период работы подпрограммы. Тогда вероятность отсутствия заявки на резервирование по одной связи при обращении к подпрограмме $P = e^{-\lambda_1 t_n}$ и

$$T_{1ср} = T_{A1} + T_{A4} + \frac{1 - (K+1)\,e^{-\lambda_{об}\, t_n} + K e^{-(K+1)\,\lambda_1 t_n}}{(1 - e^{-\lambda_1 t_n})\,(1 - e^{-\lambda_{об}\, t_n})} \times$$

$$\times \left(T'_A + T''_A \frac{1}{n}\right), \qquad (8)$$

где $T'_A = T_{A2} + T_{K_1} + T_{ЛУ1}$; $T''_A = T_{A_2} + T_{K1} + T_{K2} + T_{A3}$.

Выше приведены формулы для расчета времени выполнения подпрограммы циклического опроса датчиков при определенном исходе ее работы. Без определения исхода работы среднее время выполнения подпрограммы можно определить, используя следующую формулу:

$$T_{1ср} = T_{A1} + \frac{1 - e^{-\lambda_{об}\, t_n}}{1 - e^{-\lambda_1 t_n}} \left(T'_A + T''_A \frac{1}{n}\right) +$$

$$+ T_{A4}\left(1 - e^{-\lambda_{об}\, t_n}\right). \qquad (9)$$

На рис. 6 показана зависимость среднего времени выполнения подпрограммы ($T_{1ср}$) от периода работы подпрограммы (t_n) и интенсивности поступлений заявок (λ_1). При увеличении t_n и λ_1 среднее время выполнения уменьшается, причем с увеличением t_n скорость уменьшения $T_{1ср}$ увеличивается при небольших значениях λ_1 и уменьшается при возрастании интенсивности поступления заявок, что объясняется увеличением вероятности наличия заявок при одном обращении к подпрограмме.

На рис. 7 приведена зависимость относительной загрузки ЭВМ подпрограммой $\eta = T_{1ср}/t_n$ от периода работы под-

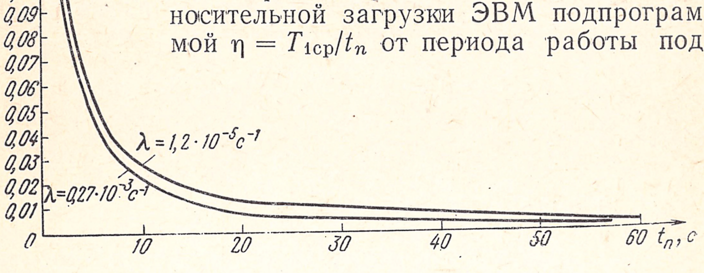


Рис. 7

программы и интенсивности λ_1 поступления заявок. Относительная нагрузка резко уменьшается при увеличении периода работы, причем при увеличении интенсивности поступления заявок относительная нагрузка уменьшается, особенно при больших значениях t_n.

После определения времени выполнения подпрограммы в зависимости от параметров входной информации и организации работы ЭВМ определяются вероятности выполнения исходов различных подпрограмм.

Затем подсчитываются вероятности $W(Z_i)$ и время выполнения T_{Zi} возможных цепей Z_i (различных возможных последовательностей подпрограммы): $T_{Zi} = \left(\sum_{i=1}^{n} T_i\right) W(Z_i) = \left(\sum_{i=1}^{n} T_i\right) \prod_{S=0}^{r} P_S$, где n — число подпрограммы в цепи Z_i, P_S — вероятность выполнения ЛУ по ветви, входящей в цепь Z_i, r — число ЛУ в цепи Z_i. Составляется статистический ряд вида

$$\left|\frac{T_{Z_{i,m}}}{W_m(Z_i)}\right|\frac{T_{Z_{i,1}}}{W_m(Z_1)}\left|\frac{T_{Z_{i,2}}}{W_m(Z_2)}\right|\frac{\cdots}{\cdots}\left|\frac{T_{Z_{i,l}}}{W_m(Z_l)}\right|,$$

$T_{Z_{i,m}} = |T_{Z_{i,l}} - T_{Z_{i,l-1}}|$ — интервал времени выполнения цепей T_{Zi}; $W_m(Z_i) = \sum_{j=1}^{v} W_j(Z_i)$ — суммарная вероятность выполнения цепей с временем выполнения из интервала $T_{Z_{i,m}}$, v — число таких цепей, l — число временных интервалов.

Затем строится гистограмма, по внешнему виду которой можно судить о распределении времени выполнения алгоритма. Гипотеза и параметры возможного распределения проверяются с помощью критерия «хи-квадрат» или критерия Колмогорова. Среднее время выполнения алгоритма можно определить как $T_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^{b} W(Z_i) T_{Z_i}$, где b — число возможных цепей в алгоритме

ВЫВОДЫ

1. Предложена методика определения времени выполнения алгоритмов управления при использовании

в системе управления каналами ПД вторичной сети электронной вычислительной машины.

Эта методика была опробована при определении времени выполнения подпрограммы «циклический опрос датчиков».

2. При анализе времени выполнения подпрограммы «циклический опрос датчиков» получена зависимость среднего времени выполнения подпрограммы от периода ее работы и интенсивности поступления заявок на обслуживание, а также зависимость загрузки электронной вычислительной машины от периода работы этой подпрограммы.

Построение этих зависимостей для остальных подпрограмм позволит выбрать периоды их работы и рассчитать загрузку электронной вычислительной машины в системе управления каналами ПД вторичной сети.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Бусленко Н. П.** Моделирование сложных систем. М., «Наука», 1968. 355 с.

2. **Вентцель Е. С.** Теория вероятностей. М., Физматгиз, 1962. 277 с.

3. **Дъяченко В. Ф.** Определение времени выполнения алгоритмов. — В кн.: Управление сетями связи и синтез управляющих устройств. М., «Наука», 1969. 222 с.

4. **Саати Т. Л.** Элементы теории массового обслуживания и ее приложения. М., «Советское радио», 1971. 520 с.

5. **Колин К. К., Липаев В. В.** Проектирование алгоритмов управляющих ЦВМ. М., «Советское радио», 1970. 343 с.

6. **Хетагуров Я. А., Руднев Ю. П.** Основы проектирования специализированных цифровых вычислительных машин. МИФИ, 1969. 172 с.

УДК 621.373

А. Л. Рыжак

ВОПРОСЫ АППАРАТНОГО КОНТРОЛЯ УСТРОЙСТВА СОПРЯЖЕНИЯ В ЦЕНТРЕ КОММУТАЦИИ СООБЩЕНИЙ

При эксплуатации аппаратуры сопряжения телеграфных каналов и ЭВМ вопросы контроля и диагностики аппаратуры приобретают первостепенное значение. Основной задачей контроля являются определение пра-

вильности обмена информацией между устройствами сопряжения и ЭВМ и, в случае нарушения обмена (появления искажений), немедленная регистрация искажений. При наличии хорошо организованного контроля и диагностики удается быстро локализировать неисправности, обеспечить тем самым малое время восстановления оборудования.

Имеющаяся система контроля устройств сопряжения не обеспечивает необходимую степень локализации неисправности устройства сопряжения. С целью уменьшения времени поиска и локализации неисправности разработан прибор, позволяющий аппаратным способом осуществлять контроль за работой одного из устройств сопряжения.

Контролируемое устройство сопряжения обеспечивает обмен информацией в обоих направлениях между ЭВМ и 32 телеграфными каналами. Каждый телеграфный канал имеет индивидуальный блок приема и блок передачи. Кроме этого, аппаратура сопряжения включает в себя ряд групповых блоков, которые обслуживают все устройство (32 канала).

В блоке приема происходят преобразование и накопление одного телеграфного знака, поступающего из канала. Далее знаки, накопленные во всех блоках приема, поступают последовательно в ЭВМ по общим шинам, причем все разряды данного знака передаются одновременно. При передаче информации из ЭВМ в устройстве сопряжения знаки всех каналов пересылаются в устройство сопряжения также по общим шинам, далее информация поступает в передатчик соответствующего канала, где преобразуется в телеграфный код и выдается в канал связи. Каждый знак как при приеме, так и при передаче сопровождается номером канала, который выдается адресным устройством аппаратуры сопряжения в ЭВМ.

Основной проблемой, с которой пришлось столкнуться при эксплуатации данного устройства, было отсутствие возможности постоянного контроля за его работой в эксплуатационном режиме центра коммутации сообщений, а также трудности, связанные с определением неисправности устройства.

Для наиболее полного контроля и диагностики устройства сопряжения был предложен следующий метод. Информация, поступающая из данного телеграф-

ного канала на вход устройства сопряжения, сравнивается с информацией данного канала, поступающей в ЭВМ с выхода устройства сопряжения. Таким образом осуществляется проверка устройства по приему информации из каналов. Для проверки по передаче из ЭВМ информация данного канала, поступающая из машины, сравнивается с информацией, выдаваемой из устройства сопряжения в канал.

Для того чтобы осуществлять сравнение информации, необходимо прежде всего преобразовать ее в одинаковый вид. В телеграфном канале каждый знак представлен 7,5-элементным телеграфным кодом, причем каждый элемент передается последовательно. При обмене между ЭВМ и устройством сопряжения каждый знак представляет собой шестиразрядное слово, все разряды которого передаются одновременно. Таким образом, необходимо было разработать прибор, который должен осуществлять преобразование информации к одному виду и из всей информации, которой обмениваются ЭВМ и устройство сопряжения, выбирать лишь знаки контролируемого канала. При разработке прибора было рассмотрено несколько методов сравнения. Основным условием при выборе метода являлись простота и надежность в эксплуатации и обеспечение при этом максимальной информативности о характере неисправности. Исходя из этого, был выбран метод визуального контроля передаваемой информации, которая печатается на телеграфном аппарате, подключаемом к контролируемому каналу, на приеме или на передаче. На второй телеграфный аппарат информация поступает с прибора, осуществляющего выборку и преобразование информации данного канала с шин обмена между ЭВМ и устройством сопряжения. Путем визуального сравнения текстов на двух аппаратах оператор судит об исправности устройства сопряжения.

На рис. 1 показаны схемы подключения телеграфных аппаратов и прибора контроля к устройству сопряжения по передаче из ЭВМ (рис. 1*а*) и приему (рис. 1*б*).

Прибор должен обеспечить возможность вывода на телеграфный аппарат информации любого канала при приеме в ЭВМ и при передаче. Таким образом, прибор должен выполнять две функции. Первая — преобразование знака контролируемого канала из шестиразрядного параллельного кода в последовательную стартстоп-

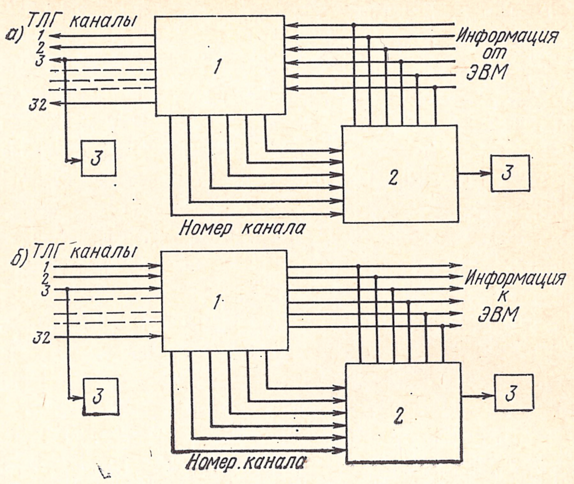


Рис. 1: *1* — устройство сопряжения; *2* — прибор контроля; *3* — телеграфный аппарат

ную комбинацию, что необходимо для обеспечения вывода информации на телеграфный аппарат, — реализуется в индивидуальных передатчиках устройства сопряжения. Поэтому схема контрольного прибора аналогична схеме передатчика. Вторая — выделение контролируемого канала, т. е. момента времени, когда по тракту приема или передачи между ЭВМ и устройством сопряжения проходит информация контролируемого канала,— требует разработки специальной схемы, которая бы позволила анализировать адреса каналов, поступающие в ЭВМ, и сравнивать их с номером канала, задаваемым оператором.

На рис. 2 показана структурная схема прибора контроля. Оператор двумя переключателями задает номер контролируемого канала. При работе от устройства сопряжения в блок контроля последовательно поступают номера каналов. Схема анализа номера канала сравнивает номер, заданный оператором, с номером, поступающим от устройства сопряжения, и при совпадении номеров выдает сигнал разрешения записи в накопитель прибора контроля. В этот момент на шинах между ЭВМ и устройством сопряжения находится знак контролируемого канала. Записанный в накопитель знак остается преобразовать в телеграфный код для

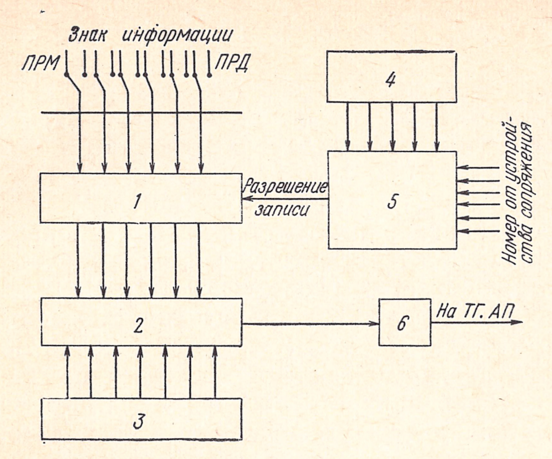


Рис. 2: *1* — накопитель; *2* — схема анализа состояния накопителя; *3* — регистр-распределитель; *4* — переключатели набора номера; *5* — схема анализа номера канала; *6* — выходное устройство

выдачи на телеграфный аппарат. Режим анализа информации задается оператором при помощи тумблера «Прием» — «Передача». В положении «Прием» накопитель прибора контроля соединяется с шинами приема информации в ЭВМ, в положении «Передача» — с шинами передачи из ЭВМ. Регистр-распределитель последовательно выдает импульсы для анализа состояния разрядов накопителя. Период следования импульсов определяется необходимой скоростью телеграфирования. Для получения скорости 50 Бод в передатчике импульсы анализа следуют через 20 мс. Если выбрать ту же скорость для прибора контроля, то возникает необходимость фазирования регистра-распределителя передатчика и прибора контроля. В противном случае может произойти потеря информации, так как накопитель прибора контроля может быть занят в момент записи очередного знака в накопитель передатчика. Для того чтобы сфазировать распределители всех передатчиков устройства сопряжения и прибора контроля, требуется внести существенные изменения в схему устройства сопряжения, что приостановило бы работу центра коммутации сообщений. Автоматическое фазирование распределителя прибора контроля и контролируемого передат-

чика приводит к значительному усложнению схемы прибора.

Наиболее простым решением явилось увеличение скорости телеграфирования в два раза. При этом несовпадение фаз распределителя прибора и контролируемого передатчика не имеет значения, так как накопитель прибора всегда свободен к моменту поступления очередного знака в передатчик. Таким образом, телеграфный аппарат, установленный на выходе прибора контроля, работает со скоростью 100 Бод.

Прибор контроля успешно используется при опытной эксплуатации центра коммутации сообщений. Как показала практика, он оказался эффективен при поиске неисправностей в аппаратуре сопряжения. Время восстановления аппаратуры уменьшилось в несколько раз.

При наличии некоторого опыта оператор может по характеру искажений информации в аппаратуре сопряжения делать выводы о месте и характере неисправности. Кроме того, прибор используется при настройке резервных блоков аппаратуры сопряжения.

РЕФЕРАТЫ СТАТЕЙ

Устройство преобразования сигналов УПС-2400. Л. П. Лобзова, В. Б. Садовский, Г. В. Штейнбок (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 681.372.8. Описывается устройство преобразования сигналов на скорость 2400 бит/с (УПС-2400). В нем используется метод двукратной относительной фазовой модуляции.

Описывается структурная схема УПС-2400, приводятся основные электрические характеристики.

Исследование алгоритма работы адаптивного корректора для УПС-4800. С. В. Стукалов, Л. Г. Израильсон (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 621.391.8. Рассматривается модифицированный алгоритм для адаптивного корректора межсимвольных искажений, который используется совместно с устройством передачи сигналов. В этом устройстве применен комбинированный метод модуляции, заключающийся в совместном использовании двухпозиционной амплитудной и относительной фазовой модуляции и частично подавленной одной боковой полосой (АОФМ ОБП).

Описывается структурная схема корректора и обосновывается включение его на входе приемника модема.

Результаты лабораторных испытаний УПС-4800 с адаптивным корректором на скорости 4800 бит/с. С. В. Стукалов, В. В. Орлов (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 621.376.4. Приводятся результаты лабораторного исследования системы синхронизации УПС-4800 при наличии адаптивного корректора сигнала, включенного на входе приемника УПС.

Приведен графический материал, который показывает, что включение адаптивного корректора на входе приемника, помимо коррекции сигнала, оптимизирует работу системы синхронизации УПС-4800.

Коррекция межсимвольных искажений при передаче данных со скоростью 9600 бит/с. Б. П. Николаев, А. П. Пипкин (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 621.394.528. Рассматривается экспериментальный адаптивный гармонический корректор, работающий совместно с модемом АФМ ОБП на скорости 9600 бит/с. Сравниваются известные алгоритмы настройки гармонических корректоров и приводится обоснование принятого алгоритма. Излагается методика выбора основных параметров корректора, описывается конструктивный макет.

Об оценке межсимвольных искажений при приеме однополосного сигнала. В. И. Бакулин (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 621.391.12:681.142. Рассматривается передача двоичного сигнала данных через тракт передачи, содержащий передающий фильтр нижних частот (ФНЧ), балансный модулятор, кососимметричный полосовой фильтр, канал связи, приемный полосовой фильтр, синхронный детектор, приемный ФНЧ и стробирующее устройство. Определены спектры сигнала на выходе приемного ФНЧ и стробированного сигнала. Рассматривается случай включения в канал связи режекторного фильтра.

О «глазковой» диаграмме при парциально-откликовом кодировании. В. И. Бакулин (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 621.391.13 : 681.142. Рассматриваются сигналы с ПОК IV и V классов, спектры которых не содержат постоянной составляющей.

Показано, что при наличии искажений частотных характеристик тракта передачи число стабильных уровней принимаемого сигнала увеличивается. Описан выбор порогов решения приемника с помощью «глазковой» диаграммы. Дается методика расчета снижения помехоустойчивости приема за счет межсимвольных влияний для рассматриваемых случаев.

Устройство преобразования сигналов для скорости 48 кбит/с. М. Г. Штейнбок (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 681.372.8. Описывается устройство преобразования сигналов на скорость 48 кбит/с, предназначенное для работы по первичным широкополосным каналам 60—108 кГц. В устройстве реализован новый способ преобразования сигналов, при котором всплеск затухания и фазы в полосе пропускания первичных широкополосных каналов, вызванный включением режекторных фильтров, запирающих контрольную частоту 84,14 кГц, не искажает принимаемые сигналы.

Формирование спектра модулированных сигналов. Т. М. Гомозова, М. Г. Штейнбок (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 681.372.8. Изложены принципы цифрового формирования модулированных сигналов в аппаратуре передачи данных. Приведены результаты расчета параметров цифровых эхо-синтезаторов, формирующих модулированные сигналы со спектрами различной конфигурации. Рассмотрены особенности реализации цифровых эхо-синтезаторов на цифровых интегральных микросхемах.

Расчет оптимальных характеристик устройства синхронизации. А. М. Б о г р а д (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 621.327.8:621.395. Определяются оптимальные значения коэффициента деления частоты и емкости реверсивного счетчика. Получены выражения, позволяющие минимизировать суммарную погрешность системы синхронизации в зависимости от сдвига частот между генераторами на передающей и приемной станциях и дисперсии величины отклонения выделенных значащих моментов.

Оптимизация программ передачи данных. А. А. В е л ь м о ж и н а, В. М. С и м к и н а (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 681.323.
Показано, что представление структурной схемы программы в виде ориентировочных графов состояний можно использовать в целях ее оптимизации. Предлагаются различные методы оптимизации программ передачи данных при обслуживании как одного, так и значительного числа трактов. Рассматриваемые методы оптимизации позволяют значительно увеличить число обслуживаемых трактов при одних и тех же технических средствах.

Метод повышения эксплуатационной надежности средств передачи данных. Ю. Д. М и н и н (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 621.394.9.019.3. При обеспечении надежности проектируемых средств передачи данных важной задачей является повышение их ремонтопригодности. Изложена методика построения программ поиска и устранения неисправностей в виде стохастических сетей. Показывается необходимость расчета ремонтопригодности при проектировании аппаратуры. Описывается метод расчета среднего времени восстановления, приводятся примеры.

Анализ алгоритмов ЭВМ, управляющей каналами передачи данных. Г. Р. К а п л у н о в (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 681.3.004:621.393.522. Рассматривается методика определения времени выполнения алгоритмов ЭВМ, управляющих каналами передачи данных, и анализируются некоторые подпрограммы алгоритмов управления. Даны практические рекомендации по расчету оптимальной загрузки ЭВМ алгоритмами управления каналами передачи данных.

Вопросы аппаратного контроля устройства сопряжения в центре коммутации сообщений. А. Л. Р ы ж а к (в кн. «Техника передачи данных», под ред. В. О. Шварцмана. М., «Связь», 1975). УДК 621.373. Рассматриваются методы контроля правильности функционирования устройства сопряжения телеграфных каналов и ЭВМ при передаче информации между ними. Предложен достаточно простой и эффективный вариант контроля.

СОДЕРЖАНИЕ

57 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»